NUMERO **2**

LIRE 350

Wattmetro da laboratorio
Modello 326

Pila campione
Modello 4

Amperometro campione
portatile Modello 370

STRUMENTI **WESTON**

Millivoltmetro
Modello 622

Analizzatore supersensibile
Modello 779

Luxmetro portatile
Modello 756

PER LABORATORI E INDUSTRIE

Strumenti portatili
Modello 433 - 432 - 931

Strumenti da pannello
Modello 961

Strumenti da pannello
serie « Corona »

Ing. S. & Dr. GUIDO BELOTTI

Telegr.: Ingbelotti Milano

MILANO
PIAZZA TRENTO, 8

Telefoni 54.20.51 – 54.20.52 – 54.20.53 – 54.20.20

GENOVA
Via G. D'Annunzio, 1-7
Telef. 52.309

ROMA
Via del Tritone, 201
Telef. 671.709

NAPOLI
Via Medina, 61
Telef. 323.279

Mod. TV 2311/L/UHF

110 gradi - 23 pollici

Questo modello di eccezione racchiude in un mobile di straordinaria purezza di linee una delle più perfette realizzazioni tecniche in questo campo.
Oltre alle ottime caratteristiche di limpidezza, senso di profondità d'immagine, tenuta di sincronismi, abbiamo in questo spettacoloso modello delle particolarità assolutamente d'avanguardia.

- Comandi tutti posti frontalmente.
- **Indicatore elettronico** di sintonia.
- **Cellula fotoelettrica** per la regolazione automatica del contrasto in funzione della luce ambiente.
- Tasto magico **"Studio-Film"**.
- Tre registri di tono a tasti.
- Interruttore a pulsante.
- Tasto di comunicazione **automatica** per il secondo programma (incorporato).
- Telaio di originalissima concezione meccanica in blocchi separati **orientabili** per la massima accessibilità.
- Controllo di sensibilità **automatico** e manuale.
- Profondità del mobile straordinariamente ridotta: **soli 27 cm.**
- 29 funzioni di valvola.
- Attacchi per serie di gambette metalliche (accessorio).

è un Incar

Incar **VERCELLI - VIA PALAZZO DI CITTÀ 5/R - TEL. 5001/02/03**

richiedendo
l'abbonamento annuo
avrete in omaggio
la cartella raccoglitrice
dei dodici numeri
annuali

Un numero L. 350
abbonamento annuo
L. 3.500 + 70 (i.g.e.)

RINNOVARE O EFFETTUARE L'ABBONAMENTO CONVINCERE GLI AMICI AD ABBONARSI: ECCO IL MODO PIU' INTELLIGENTE DI FESTEGGIARE IL 33° ANNO DI VITA DE «L'ANTENNA»!

alta fedeltà

RIVISTA MENSILE PER QUANTI SI OCCUPANO DI Hi-Fi IN TUTTE LE SUE APPLICAZIONI

la cartella raccoglitrice
che verrà inviata
in omaggio ai
vecchi e nuovi abbonati
assicura
la perfetta tenuta
e la facile consultazione
della rivista

Un numero L. 250
abbonamento annuo
L. 2.500 + 50 (i.g.e.)

ABBONARSI AD «ALTA FEDELTA'» VUOL DIRE RICEVERE OGNI MESE L'UNICA RIVISTA DI BASSA FREQUENZA EDITA IN ITALIA

AGLI ABBONATI DI AMBEDUE LE RIVISTE VERRÀ CONCESSO UNO SCONTO DI L. 500 (L. 5.500 invece di L. 6.000)

Tubi per i Vostri stadi di deflessione per TV?
RCA Vi offre la combinazione più conveniente:

6DQ6B *Pentodo a fascio octal, per l'impiego come amplificatore di deflessione orizzontale con cinescopi a 110°.*

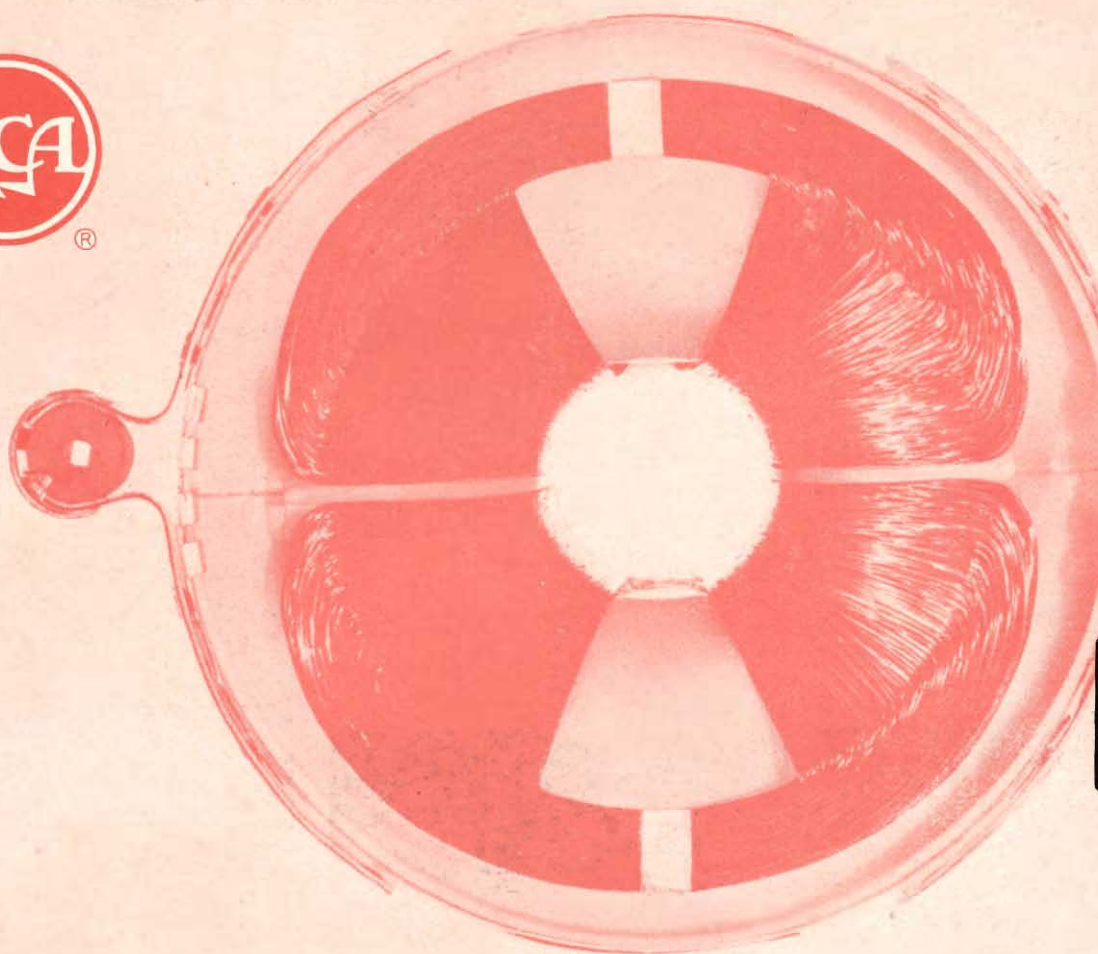
6AU4GTA *Diodo octal, per l'impiego come "damper" nei circuiti di deflessione orizzontale.*

1G3GT/1B3GT *Diodo octal, per l'impiego come rettificatore EAT.*

1X2B *Diodo miniatura a 9 piedini, per l'impiego come rettificatore EAT.*

6EM5 *Pentodo miniatura a 9 piedini, per l'impiego come amplificatore di deflessione verticale con cinescopi a 110° ed oltre.*

RCA ®

6AU4 GTA RCA ELECTRON TUBE MADE IN ITALY

pubblicità Ates 05 Tovaglia

6DR7 *Doppio triodo miniatura a 9 piedini a sezioni dissimili, per l'impiego come oscillatore ed amplificatore di deflessione verticale con cinescopi a 110°.*

6CG7 *Doppio triodo miniatura a 9 piedini, per l'impiego come oscillatore di deflessione orizzontale o verticale, come separatore ed amplificatore di sincronismo e per servizi diversi.*

Sono tutti tubi RCA *prodotti dalla ATES e progettati per la massima efficienza dei circuiti, per la versatilità d'impiego, per i minimi costi di produzione degli apparati.*
Sono tutti tubi costruiti e collaudati con le tecniche RCA.
Sono tutti tubi di alta qualità: la qualità RCA.

AZIENDE TECNICHE ELETTRONICHE DEL SUD S.P.A.
Direzione Vendite: Milano, viale F. Restelli 5 - telefono 688.1041 (4 linee con ricerca automatica)

ORGANIZZAZIONE

Sede: MILANO - Via Davanzati 15

TELEFONI: 370339 - 370347 - 370203 - 375656

TORINO:	Ass. Tec. Philco Bendix	
	Via Alfieri, 17	Tel. 520.150
	Ass. Tec. DuMont e Norge	
	Corso Raffaello, 8	Tel. 687.708
NOVARA:	Vicolo Pasquirolo, 2	» 26.726
PADOVA:	Via Raffaello Sanzio, 1	» 44.858
GENOVA:	Via Gropallo, 10/1	» 870.445
BOLOGNA	Via del Pratello, 98	» 260.821
FIRENZE:	Viale Redi, 67	» 489.097
PESCARA:	Via Milano	
	(Palazzo Jannamorelli)	» 23.592
ROMA:	Via Ignazio Giorgi, 35	» 846.795
NAPOLI:	Via T. Campanella, 5	» 387.507
BARI:	Via Princ. Amedeo, 132	» 16.326
PALERMO	Piazza Verdi, 29	» 216.607
CAGLIARI	Via Merello, 27	» 62.677

STAZIONE DI SERVIZIO IN TUTTI I CENTRI SECONDARI

fiduciaria
delle più grandi case
americane

TELEVISORI
FRIGORIFERI
CONDIZIONATORI
LAVATRICI
CUCINE

la più forte organizzazione di assistenza in tutta Italia per le grandi marche

PHILCO
DUMONT
NORGE
BENDIX
CROSLEY

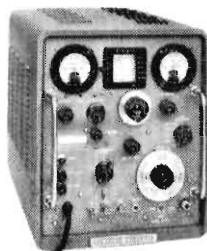
la più grande distributrice di ricambi per tutte le più importanti case USA

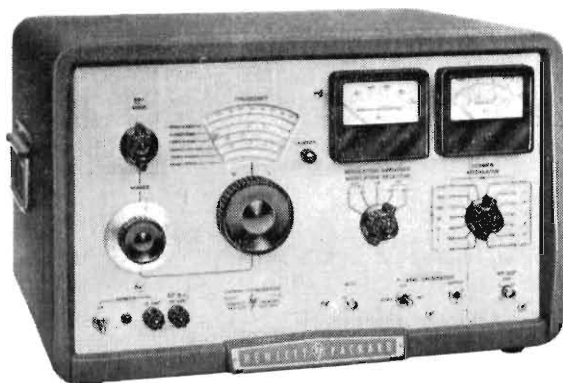
TUBI A RAGGI CATODICI
STABILIZZATORI
NASTRI MAGNETICI
TRASFORMATORI AT
VALVOLE TERMOIONICHE

Hewlett-Packard

Generatori di segnali da 50 Khz a 21 KMHz.*

*** Nuovi duplicatori di frequenza -hp- saranno presto disponibili per estendere il campo di frequenza fino a 40 KMHz.**

La tabella sottoriportata Vi dà dettagli schematici dei 12 strumenti di alta qualità, funzionalità e precisione che Vi vengono offerti dal più progredito costruttore esistente di generatori di segnali. Due generatori di segnali —hp— tra i più significativi e largamente usati sono descritti e rappresentati separatamente.

Mod. 608 D — 10 a 420 MHz

Alta stabilità, bassa FM incidentale, bassa deriva di frequenza. Uscita calibrata 0,1 μV a 0,5 V. Il calibratore a cristallo incorporato permette controlli di frequenza precisi entro 0,01% sia per il cristallo da 1 MHz come per quello da 5 MHz

Nuovo: Mod. 606 A — 50 kHz. a 65 MHz

Nuovissimo come concezione e tecnica circuitale. Uscita massima 3 V., attenuazione continua fino 0,1 μV. Il circuito MOPA (oscillatore seguito da amplificatore di potenza) con contro-reazione totale assicura una uscita costante a tutte le portate. Bassa distorsione, svariate capacità di modulazione.

Strumenti	Gamma di Frequenza	Caratteristiche	Prezzo
-hp- 606A	50 KHz. a 65 MHz.	Uscita 0,1 μV. fino 3 V. Controreazione totale, bassa distorsione.	L 1.140.000
-hp- 608C	10 a 480 MHz.	Uscita 0,1 μV. a 1 V. su carico di 50 ohm. Modulazione ad impulsi, ad AM, od a CW. Lettura diretta.	L 950.000
-hp- 608D	10 a 420 MHz.	Uscita 0,1 μV. a 0,5 V. FM incidentale minore dello 0,001%	L 1.045.000
-hp- 612A	450 a 1.230 MHz.	Uscita 0,1 μV. a 0,5 V. su carico di 50 ohm. Modulazione ad AM, ad impulsi, a CW, o ad onda quadra. Letturadiretta.	L 1.140.000
-hp- 614A	800 a 2.100 MHz.	Uscita 0,1 μV. a 0,223 V. su carico di 50 ohm. Modulazione ad impulsi, a CW, od a FM. Lettura diretta.	L 1.852.500
-hp- 616B	1.800 a 4.200 MHz.	Uscita 0,1 μV. a 0,223 V. su carico di 50 ohm. Modulazione ad impulsi, a CW, od FM. Lettura diretta.	L 1.852.500
-hp- 618 B	3.800 a 7.600 MHz.	Uscita 0,1 μV. a 0,223 V. su carico di 50 ohm. Modulazione ad impulsi, a CW, a FM, o ad onda quadra. Lettura diretta.	L 2.137.500
-hp- 620A	7.000 a 11.000 MHz.	Uscita 0,1 μV. a 0,223 V. su carico di 50 ohm. Modulazione ad impulsi, a FM o ad onda quadra. Lettura diretta.	L 2.137.500
-hp- 623B	5.925 a 6.575 MHz 6.575 a 7.175 MHz 7.175 a 7.725 MHz (specificare)	Uscita 70 μV. a 0.223 V. su carico di 50 ohm. Modulazione ad FM o ad onda quadra. Sezione separata per misura di potenza e frequenza (ondametro)	L 1.805.000
-hp- 624C	8.500 a 10.000 MHz.	Uscita 2,23 μV. a 0,223 V. su carico di 50 ohm. Modulazione ad impulsi, a FM o ad onda quadra. Sezione separata per misura potenza e frequenza (ondametro).	L 2.151.750
-hp- 626A	10 a 15,5 KMHz.	Uscita 10 dbm a -90 dbm. Modulazione ad impulsi, a FM, o ad onda quadra. Lettura diretta.	L 3.087.500
-hp- 628A	15 a 21 KMHz.	Uscita 10 dbm a -90 dbm. Modulazione ad impulsi, a FM, o ad onda quadra. Lettura diretta.	L 3.087.500

Molti strumenti « HEWLETT-PACKARD » vengono ora montati nella nuova fabbrica —hp— GmbH in Böblingen, vicino Stoccarda. La « HEWLETT-PACKARD » con la sua produzione di qualità, eseguita con le più moderne tecniche, Vi fornisce strumenti di prestazioni eccezionali a prezzi limitati. Prezzi per merce consegnata in Italia sdoganata. Continui progressi circuitali possono alterare le caratteristiche cui sopra chesono pertanto soggette ad essere cambiate senza preavviso.

Hewlett-Packard S.A.

Ginevra (Svizzera) — Rue du Vieux-Billard 1 — Tel. (022) 26 43 36

HPSA - 7 - 475

di fama mondiale

Per informazioni, consulenza tecnica o dimostrazioni scrivete o visitateci al rappresentante esclusivo:

DOTT. ING. MARIO VIANELLO MILANO Via L. Anelli 13 tel. 553.081/553.811

FILIALE: ROMA — Via S. Croce in Gerusalemme 97 — tel. 767.250 — 767.941

BOONTON

RADIO CORPORATION

Affiliata della Hewlett-Packard

Strumenti da laboratorio e per collaudi — Conosciuti in tutto il mondo per la qualità e la sicurezza di impiego

	Modelli	**Campo di frequenza**	**Valori del Q**	**Capacità di accordo**	**Precisione del Q**		**Prezzi**
Misuratori di Q	260 AP 190 AP 280 AP	da 50 KHz. a 50 MHz. da 20 MHz. a 260 MHz. da 210 MHz a 610 MHz	da 10 a 625 da 5 a 1200 da 10 a 25000	da 30 pF. a 460 pF. da 7,5 pF. a 100 pF. da 4 pF. a 25 pF.	5% a 30 MHz. 7% a 100 MHz. 20%		L. 807.500 L. 831.250 L. 2.256.250
	Modello	**Campo di frequenza**	**Valori del Q**	**Misure di induttanza**	**Misure di capacità**	**Misure di resistenza**	**Prezzi**
Comparatori di Q	265 A	da 200 KHz. a 70 MHz.	da 30 a 500	da 0,15 μh a 15 mh	da 5 pF. a 0,01 μF.	da 500 ohm a 20 Mohm	L. 755.250
	Modelli	**Campo di frequenza**	**Tensione in uscita**	**Modulazione FM**	**Modulazione AM**		**Prezzi**
Generatori di segnali FM-AM	202 E 202 G 225 AP	da 54 MHz. a 216 MHz. da 195 MHz. a 270 MHz. da 10 MHz. a 500 MHz.	da 0,1 μV. a 0,2 V da 0,1 μV. a 0,2 V. da 0,1 μV. a 0,1 V.	da 0 a 240 KHz. da 0 a 240 KHz. da 0 a 60 KHz.	da 0 a 50% da 0 a 100% da 0 a 30%		L. 1.068.750 L. 1.045.000 L. 897.750
	Modello	**Camo di frequenza**	**Tensione in uscita**	**Valori di Sweep**	**Modulazione AM**	**Mercatori**	**Prezzi**
Generatori di segnali Sweep	240 AP	da 4,5 MHz. a 120 MHz.	da 1 μV. a 0,3 V. in Sweep, da 1 μV. a 0,1 V. in CW e AM	da ±1% a ±30% della freq. centrale	30%	A cristallo ed a battimento	L. 1.729.000
	Modello	**Valori di α**	**Valori di β**	**Valori di impedenza d'ingresso h_{ib}**			**Prezzi**
Strumenti misura transistori	275 A	da 0,100 a 0,9999	da 7 a 200	da 0,30 ohm a 3000 ohm			L. 888.250
	Modello	**Campo di frequenza**	**Valori di resistenza**	**Valori di capacità**	**Valori di induttanza**		**Prezzi**
Misuratori d'Impedenza	250 A	da 500 KHz. a 250 MHz.	da 15 ohm a 100.000 ohm	da 0 a 20 pF.	da 0,001 μh a 100 mh		L. 1.448.750
	Modelli	**Campo di frequenza**	**Ingresso calibrato**	**Uscita calibrata**	**Valori di AM**		**Prezzi**
Calibratori di generatori di segnali	245 C 245 D	da 500 KHz. a 1000 MHz. da 500 KHz. a 1000 MHz	0,025 V.-0,05 V.-0,1 V. 0,025 V.-0,05 V.-0,1 V.	5 μV.-10 μV.-20 μV. 0,5 μV.-1 μV.-2 μV.	10%-100% 10%-100%		L. 370.500 L. 365.750
	Modelli	**Campo di frequenza**	**Tensione in uscita**	**Modulazione FM**	**Modulazione AM**	**Come accessori per:**	**Prezzi**
Convertitori	207 EP 207 GP 203 B	da 100 KHz. a 55 MHz. da 100 KHz. a 55 MHz. da 100 KHz. a 25 MHz.	da 1 μV. a 0,1 V. da 1 μV. a 0,1 V. da 1 μV. a 0,1 V.	da 0 a 240 KHz. da 0 a 240 KHz. da 0 a 15 MHz.	da 0 a 50% da 0 a 100% 30%	mod. 202 E mod. 202 G mod. 240 AP	L. 408.500 L. 494.000 L. 399.000

Gli strumenti « B.R.C. » sono progettati e costruiti secondo i migliori requisiti dell'industria; tali requisiti hanno fatto del marchio « B.R.C. » un sinonimo di precisione e di sicurezza in tutto il mondo.

Prezzi per merce consegnata in Italia sdoganata. Continui progressi circuitali possono alterare le caratteristiche di cui sopra che sono pertanto soggette ad essere cambiate senza preavviso.

Hewlett-Packard S.A.

Ginevra (Svizzera) — Rue du Vieux-Billard 1 — Tel. (022) 26 43 36

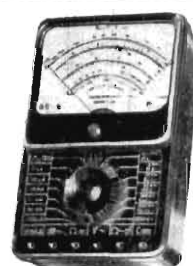
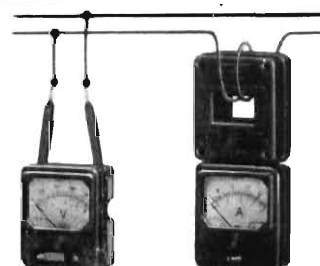
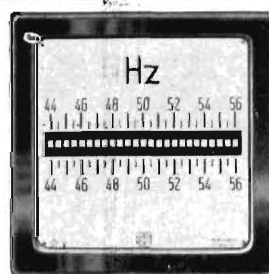
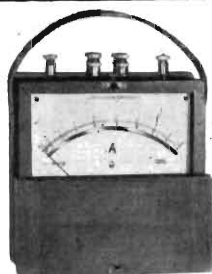
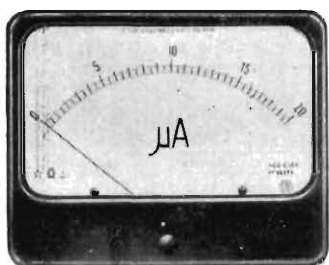
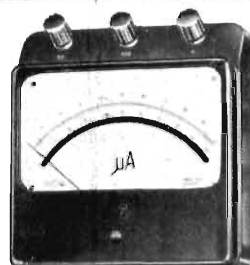
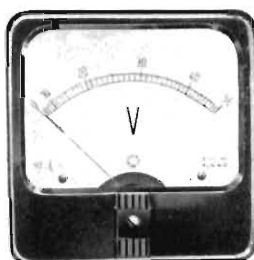
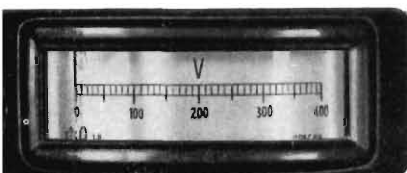
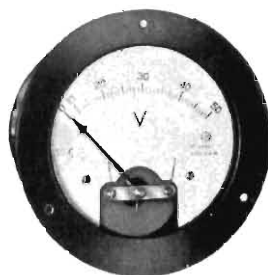
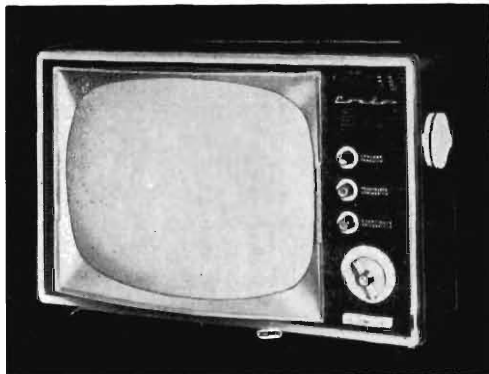
HPSA - C - 475

di fama mondiale

Per informazioni, consulenza tecnica o dimostrazioni scrivete o visitateci al rappresentante esclusivo:

DOTT. ING. MARIO VIANELLO **MILANO** Via L. Anelli 13 tel. 553.081/553.811

FILIALE: ROMA — Via S. Croce in Gerusalemme 97 — tel. 767.250 — 767.941

STRUMENTI ELETTRICI DI MISURA
Sezione Strumenti
Voltmetri
Amperometri
Milliamperometri
Microamperometri
Termoamperometri
Termomilliamperometri
Decibellimetri
Frequenzimetri
Da pannello
Da quadro
Da laboratorio
Portatili
Tascabili
Esecuzione
a norme Jan
Termoregolatori a fotocellula
Tester 5.000 e 20.000 ohm/V.
Sezione Reattori
Reattori per lampade fluorescenti a catodo caldo - catodo freddo - a vapori di Hg.
Cassinelli & C. S.a.s.
MILANO - Via Gradisca, 4 - Tel. 305.241 - 305.247
nuova sede propria

TUTTO STEREO FEDELTA'

Prima in Italia con ALTA FEDELTÀ

Prima con STEREO FEDELTÀ

Gran Concerto STEREO

Radiofono stereofonico ad altissima fedeltà in unico mobile di accuratissima esecuzione, con giradischi semiprofessionale con doppia testina Stereo e normale a riluttanza • gruppo elettronico **Prodel-Stereomatic:** doppio amplificatore 10+10 Watt e sintonizzatore a modulazione di frequenza • doppio gruppo di altoparlanti (6 in totale) a forte dispersione stereofonica montati in sospensione pneumatica • dimensioni cm. 125×36×80 • spazio per registratore a nastro, fornibile a richiesta • **Prezzo listino Lire 350.000.**

12 modelli Stereo, dal Portatile « Stereonette » ai più grandiosi modelli: Serenatella 2ª Serie • Melody 2ª Serie • Recital • Prelude Stereo • Festival • Festival De Luxe • Gran Concerto Stereo • Registratore normale (HM5) e Stereo (M5-S): Harting • Amplificatori: Jason • Harman Kardon • Altoparlanti: Tannoy • Testine Stereo: C.B.S. - Ronette - Pickering - Elac • Giradischi professionali: Garrard - Thorens • Amplificatore Stereo e Sintonizzatore FM - Modello Prodel Stereomatic - 13÷30.000 cps = 10+10 Watt.

PRODEL _S.p.A._ - PRODOTTI ELETTRONICI

MILANO via monfalcone 12 - tel. 283651 - 283770

MUSIQUETTE
L'amico
della
gioventù!

una garanzia che si rinnova

Studio Palazzo 27 / 61

MUSIQUETTE
MUSIKUS/BABY
MUSIKUS/D LUXE
Caratteristiche:
Riproduzione di dischi normali e microsolco - giradischi originali Telefunken predisposti per la riproduzione stereofonica - alimentazione c.a. da 110 a 220 V.

MUSIKUS/BABY
Fonovaligia
dalle
ottime
prestazioni
acustiche

MUSIKUS/D STEREO
Il complesso
stereofonico
di eccezionale
fedeltà!

LITTLE MUSIC
Valigetta
portatile
a transistori
per dischi
a 45 giri

MUSIKUS/D LUXE
La nuova
fonovaligia
di lusso
che continua
la serie
del tanto
apprezzato
Musikus D

Radiotelevisione
TELEFUNKEN
la marca mondiale

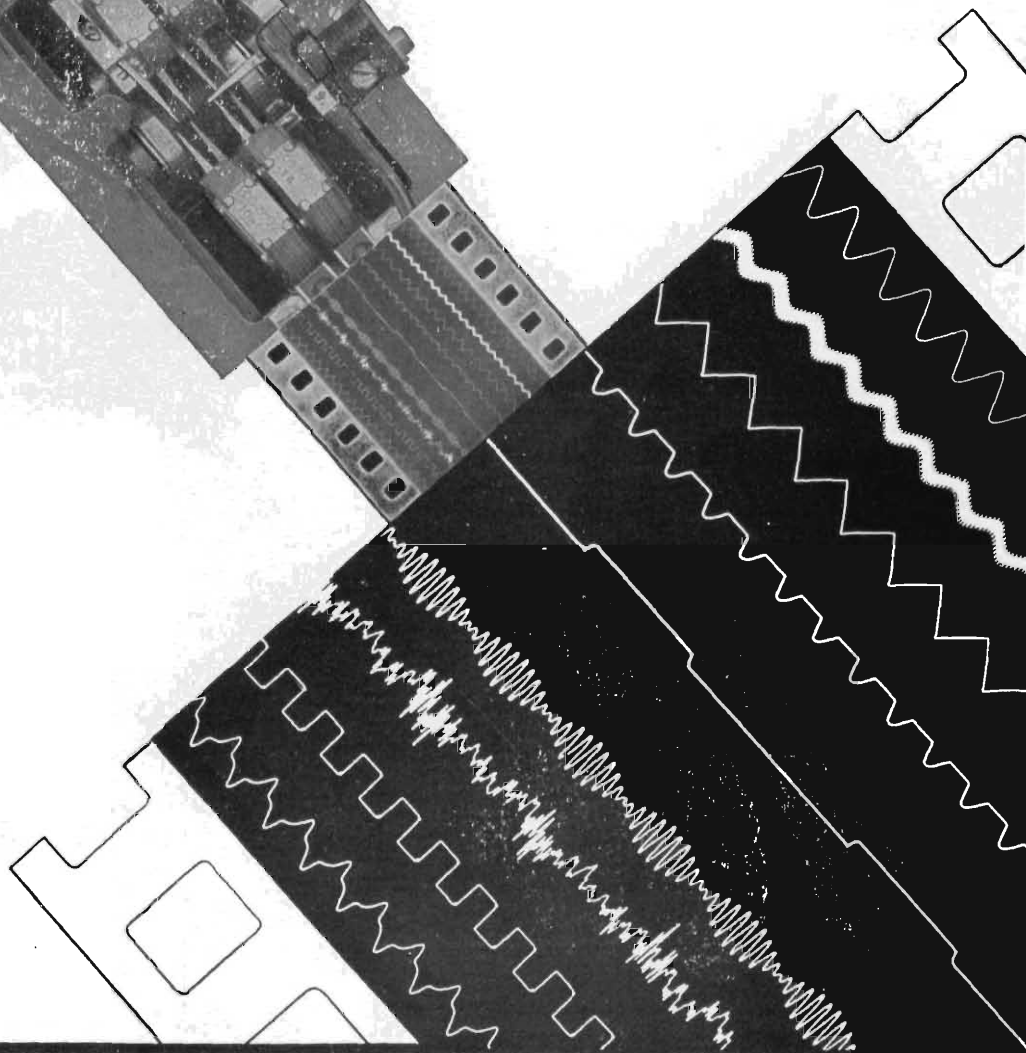
oscillografo a stilo

OSL 81A

un nuovo pr es a tecnica delle misure: l'oscill rc mediata!

registra otto fenomeni contemporanei e permette l'osservazione immediata degli oscillogrammi, senza alcun procedimento di sviluppo.

Sensibilità degli equipaggi:
da { 10 mA / 75 Volt } a { 1 Amp / 0,75 Volt }

Apparecchio portatile di limitato ingombro
peso 18 Kg.

Costruz.: Compagnie des Compteurs - Montrouge (Francia)

Vendita per l'Italia:
SEB - MILANO - VIA SAVONA, 97

ANNO XXXIII 2

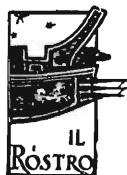
FEBBRAIO 1961 RADIOTECNICA E TECNICA ELETTRONICA

Proprietà **EDITRICE IL ROSTRO S.A.S.**

Gerente **Alfonso Giovene**

Direttore responsabile **dott. ing. Leonardo Bramanti**

SOMMARIO

Direzione, Redazione, Amministrazione Uffici Pubblicitari **VIA SENATO, 28 - MILANO - TEL. 70.29.08/79.82.30 C.C.P. 3/24227**

La rivista di radiotecnica e tecnica elettronica « **l'antenna** » si pubblica mensilmente a Milano. Un fascicolo separato **L. 350**: l'abbonamento annuo per tutto il territorio della Repubblica **L. 3.500**; estero **L. 5.000.** Per ogni cambiamento di indirizzo inviare **L. 50,** anche in francobolli.

semiconduttori professionali

raddrizzatori al silicio

tensione fino a 1000 volt
corrente fino a 600 ma
funzionamento fino a 115°C
minima caduta diretta

		1S1691	1S1692	1S1693	1S1694	1S1695	1S1696	1S1697	1S1699	1S1700	
tensione inversa di picco	$-V_{DM}$	50	100	200	300	400	500	600	800	1000	volt
corrente raddrizzata a 50 °C	I_D	600	600	600	600	600	600	600	450	450	ma
corrente raddrizzata a 100 °C	I_D	250	250	250	250	250	250	250	200	200	ma
corrente di picco	I_{DM}	2	2	2	2	2	2	2	2	2	amp
corrente istantanea (1 ciclo)	I_{DS}	20	20	20	20	20	20	20	20	20	amp
temperatura di funzionamento	T_a	115	115	115	115	115	115	115	115	115	°C
max caduta di tensione a pieno carico a 100 °C	V_D	0.6	0.6	0.6	0.6	0.6	0.6	0.6	0.6	0.6	volt
max corr. inv. alla max tensione inv. a 100 °C	$-I_D$	0.5	0.5	0.5	0.5	0.5	0.5	0.5	0.5	0.5	ma

valori garantiti per funzionamento senza dissipatore termico
su carico resistivo o induttivo a 50 hz

licenza general electric co. U.S.A.

società generale semiconduttori s.p.a. agrate milano italia
uffici di milano: via c. poma 61 - tel. 723.977

2

dott. ing. Alessandro Banfi

Si riparla della televisione a colori

Col passare del tempo l'attesa del colore nella TV diviene sempre più spasmodica.

La situazione della TV a colori è ormai arcinota: esiste ormai da oltre 7 anni una soluzione (sistema americano N.T.S.C.) che non ha trovato nel frattempo alcun sostituto più semplice o conveniente nonostante le assidue ricerche dei laboratori scientifici di tutto il mondo.

Tale soluzione ha il torto di richiedere un televisore piuttosto complesso e costoso.

Essa è stata però sottoposta in questi lunghi anni ad un vero e proprio collaudo (in corpore vili) praticamente svoltosi negli U.S.A. nel corso di trasmissioni regolari (ad orario ridotto) di TV a colori, effettuate da diverse emittenti di colà.

Oggi, il numero di televisori a colori esistenti negli U.S.A. sfiora la cifra di un milione.

In Europa a sospendere gli indugi è stata in questi giorni la B.B.C. chiedendo ai competenti organi del Governo inglese l'autorizzazione di iniziare nel prossimo anno un servizio sperimentale di TV a colori, sull'attuale standard di 405 righe, irradiato nella banda I (praticamente dall'attuale emittente londinese della B.B.C.) e ciò anche in coincidenza del 25° anniversario del servizio TV della B.B.C. La B.B.C. è infatti l'unica organizzazione al mondo che possa vantare un venticinquennio di televisione: ed intende festeggiarlo col "colore" come primizia europea.

La richiesta della B.B.C. è stata però criticata dall'Associazione fra industriali Radio-TV, non tanto per l'instaurazione ufficiale di trasmissioni TV a colori (che già da due anni venivano effettuate dalla B.B.C. in forma privata non ufficiale), ma per il fatto che tali trasmissioni avrebbero dovuto coincidere con l'adozione del nuovo standard TV a 625 righe.

Infatti l'Inghilterra avrebbe deciso di abbandonare il vecchio standard a 405 righe per adottare lo standard C.C.I.R. a 625 righe.

Naturalmente, data l'esistenza di oltre 11 milioni di televisori, per un certo numero di anni (si parla di 5) le trasmissioni verrebbero effettuate in doppio, cioè coi due standard contemporaneamente, onde evitare turbamenti fra gli utenti TV.

Purtroppo però questo cambio di standard è un'operazione piuttosto complessa e di mole enormemente maggiore di quella del colore (sotto la forma sperimentale anzidetta), e ciò spiega la determinazione della B.B.C. ansiosa di non lasciarsi strappare la palma del primato europeo anche in questo campo.

Ed a proposito di cambiamenti di standard, pare che anche la Francia stia considerando seriamente di allinearsi anch'essa sul 625 righe C.C.I.R., abbandonando l'attuale 819 righe. A tale proposito si sono dichiarati d'accordo (in recenti riunioni) gli esponenti dell'industria e del commercio Radio-TV francese, rendendosi conto che un allineamento europeo sullo standard C.C.I.R. avrebbe giovato molto agli scambi TV internazionali oltre che facilitare e migliorare la tecnica dei televisori e consentire l'impiego di un maggior numero di canali VHF.

E' indubbio che l'allineamento contemporaneo di Francia ed Inghilterra sullo standard C.C.I.R. estenderebbe formidabilmente le possibilità dell'Eurovisione, valorizzando così in modo singolare la televisione in tutti i Paesi europei.

Ritornando all'argomento "colore" è comunque ormai un fatto positivo che esso sta riaffiorando in modo imperativo presso tutte le nazioni aventi in atto un servizio TV.

(il testo segue a pag. 60)

dott. ing. Paolo Quercia

Amplificatore parametrico a fascio elettronico

(parte seconda di due parti)

3. - CONFRONTO FRA IL PRESENTE AMPLIFICATORE ED ALTRI AMPLIFICATORI PARAMETRICI

L'amplificatore descritto è fondamentalmente stabile, e come tale si comporta nelle più svariate condizioni di inserzione. In fig. 25*a* sono messe a confronto la stabilità di un diodo varactor (circuito varactor a due maglie) ed un amplificatore a raggio elettronico in funzione della potenza di pompaggio. Si nota che per il diodo varactor c'è un punto di instabilità, mentre l'amplificatore a raggio è stabile in tutto il campo di variazione della potenza della pompa.

Nella fig. 25*b* si nota che per una variazione del 10% della potenza della pompa il guadagno per l'amplificatore a raggio elettronico non subisce notevole variazione.

Non è così per l'amplificatore a diodo. Molto interessante è pure la fig. 26 dove compare il confronto delle curve guadagno-larghezza di banda per vari livelli di pompaggio. Si vede facilmente la superiorità dell'amplificatore a raggio Lo studio degli amplificatori parametrici a raggio elettronico è appena agli inizi e i risultati ottenuti sono veramente promettenti. I risultati ottenuti, migliori in ogni caso di quelli ottenibili, con elementi a « stato solido », possono essere facilmente migliorati.

Si può concludere che l'amplificatore a raggio elettronico è veramente vantaggioso, tutte le volte che necessita ampia larghezza di banda di amplificazione associata con basso rumore.

4. - APPENDICE 1. MOTO DI UN ELETTRONE IN UNCAMPO MAGNETICO UNIFORME

Riportiamo alcune considerazioni sul moto di un elettrone in un campo magnetico uniforme, che servono a migliorare la comprensione dei vari fenomeni che si svolgono nel tubo. Secondo la legge di Lorenz, un elettrone che si muove con velocità V in un campo magnetico B è soggetto ad una forza data dalla relazione:

$$\vec{F} = e\vec{V} \wedge \vec{B} \qquad (1)$$

La forza di Lorenz agisce normalmente alla direzione di V e di B. Si deve subito notare che, essendo la forza di Lorenz ortogonale alla velocità dell'elettrone in ogni punto, essa non esegue alcun la-

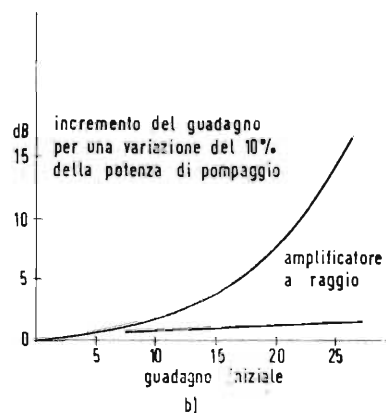
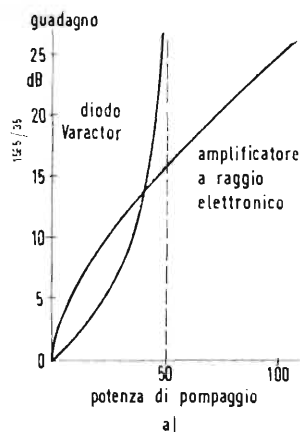



Fig. 25*a*) - Confronto della stabilità di un amplificatore a diodo varactor e di un amplificatore a raggio elettronico in funzione della potenza di pompaggio.
Fig. 25*b*) - Confronto della variazione di amplificazione degli stessi due dispositivi di fig. 25*a*), in corrispondenza ad una variazione del 10% della potenza di pompaggio, per diversi valori del guadagno iniziale.

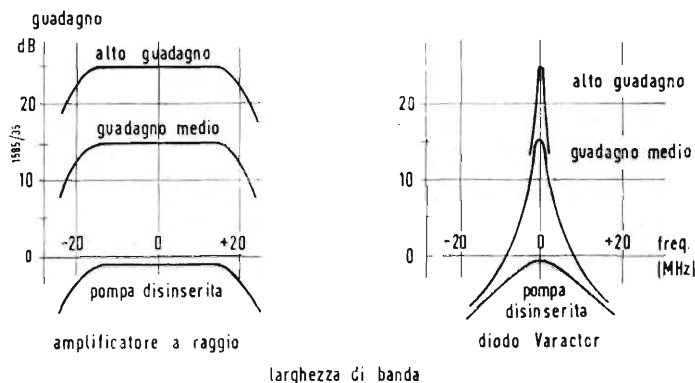



Fig. 26 - Confronto delle curve guadagno banda degli stessi due amplificatori di fig. 25a).

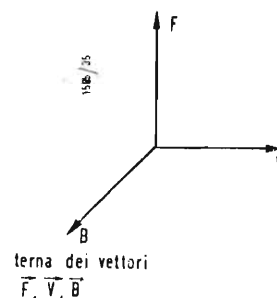



Fig. 27 - La terna dei vettori campo, velocità e forza agenti su un elettrone.

Fig. 28 - Traiettoria di un elettrone in un campo magnetico normale alla direzione di moto.

voro (forza ortogonale allo spostamento), quindi l'energia cinetica rimane costante.

Determiniamo la traiettoria di un elettrone dotato di velocità v, entro un campo magnetico diretto ortogonalmente a v (fig. 28). La forza ponderomotrice che il campo esercita sull'elettrone, per quanto già detto, è:

$$F = e\,vB \qquad (2)$$

L'accelerazione causata da questa forza che agisce normalmente alla velocità è:

$$a = \frac{v^2}{2}$$

r = raggio di curvatura della traiettoria

$$|F| = ma = e\,vB = \frac{m\,v^2}{2}$$

$$r = \frac{m\,v}{e\,B} \qquad (3)$$

Nella relazione scritta m/e e v sono costanti e quindi il raggio di curvatura è costante.

Studiamo il moto di un elettrone in un campo magnetico B, con velocità iniziale comunque orientata (si consideri la fig. 29). L'elettrone nell'istante iniziale nell'origine del sistema di riferimento possiede una velocità iniziale v che forma un angolo Φ diverso da 0° e 90°) con la direzione del campo magnetico uniforme, individuato da B e diretto secondo z. La componente della velocità parallela al campo magnetico (v cos Φ) non viene modificata dal campo. La componente normale al campo magnetico (v sen Φ) fa compiere all'elettrone una traiettoria circolare di raggio r (3).

Il tempo occorrente per percorrere la traiettoria circolare risulta:

$$t = \frac{2\,\pi\,r}{v\,\mathrm{sen}\,\Phi} = \frac{2\,\pi\,m}{e\,B}$$

Ricordando che:

$$\omega_c = \frac{2\pi}{t}$$

si ha:

$$\omega_c = \frac{2\pi}{2\pi m/eB} = 2\pi\,\frac{eB}{2\pi m} = \eta B$$

essendo

$$\frac{e}{m} = \eta$$

ω_c = velocità angolare di ciclotrone
$\omega_c/2\pi$ = frequenza di ciclotrone.

Tale valore è indipendente dalla velocità v.

La sovrapposizione del moto circolare uniforme, in un piano normale a B e della traslazione uniforme parallela a B (v cos Φ), origina una traiettoria elicoidale, con l'asse parallelo alla direzione del campo. Il passo dell'elica è:

$$p = t\,v\cos\Phi = \frac{2\,\pi\,m\,v\cos\Phi}{eB}$$

Nel nostro caso il moto dell'elettrone, avente una certa direzione Φ, è dato dalla risultante del moto longitudinale conferito dal campo del collettore e dal campo trasversale formato dalla cavità.

5. - APPENDICE 2. L'ONDA LENTA E VELOCE [7] [8].

Consideriamo un'onda di frequenza ω, che si sposta nella direzione $+z$ con velocità u.

Un osservatore fisso vede un'onda con frequenza ω. Un osservatore mobile invece vede una frequenza differente per effetto Doppler. Nel caso particolare che l'osservatore si sposti con una velocità u_E uguale alla velocità di propagazione dell'onda, la frequenza vista risulta zero.

In generale, se u_E è la velocità con cui si muove l'osservatore mobile, la frequenza vista da questi è:

$$\omega_A = \omega\left(1 - \frac{u_E}{u}\right)$$

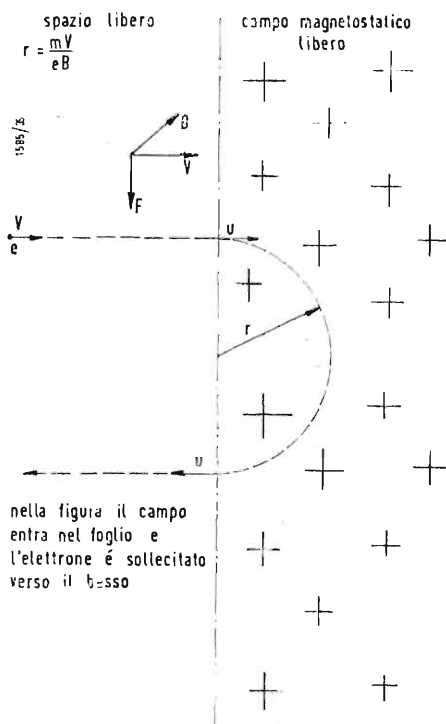
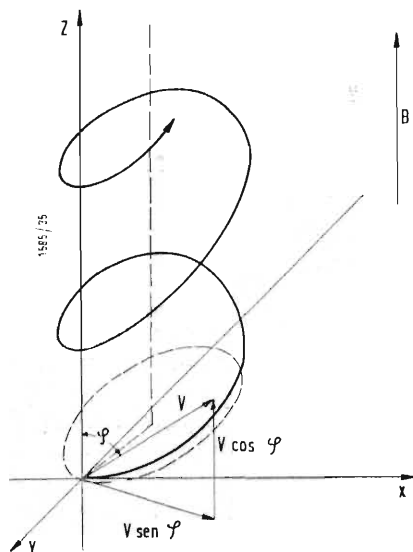



Fig. 29 - Traiettoria del moto di un elettrone in un campo magnetico B con velocità iniziale comunque orientata.

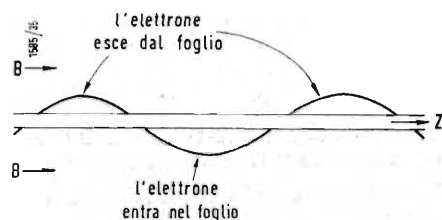



Fig. 30 - Moto degli elettroni con modulazione di onda veloce in un determinato istante di tempo. Il raggio è immerso in un campo magnetico uniforme.

Se l'osservatore viaggia con velocità $u_E > u$, diventa negativa.
Consideriamo anche il caso $u_E < u$, si ha:

$$\omega_A = \omega \left(1 \pm \frac{u_E}{u}\right)$$

$$\frac{u_E}{u} = 1 \pm \frac{|\,\omega_A\,|}{\omega}$$

Un elettrone, nell'accoppiatore, si presenta come un osservatore mobile. In fatti l'elettrone è animato dalla velocità u longitudinale per effetto del collettore.
In un campo magnetico uniforme l'elettrone ruota ad una frequenza angolare ω_E. Un fascio di elettroni che si muove nella cavità con una frequenza angolare trasversale ω_E, si può riferire ad una onda avente una velocità di propagazione u, tramite la frequenza angolare di segnale ω, si ottiene:

$$\omega_{12} = \frac{u_E}{1 \pm \omega_E/\omega}$$

Nel caso che ci interessa in cui ω_E è la frequenza angolare di ciclotrone, si ottiene

$$v_f = \frac{u_o}{1 - \omega_c/\omega}$$

$$v_s = \frac{u_o}{1 + \omega_c/\omega}$$

Quando $\omega \rightarrow \omega_c$ si vede che v_f diventa molto diverse da v_s e tale differenza aumenta. Al limite per $\omega = \omega_c$:
$v_f = \infty$
$v_s = u_o/2$.
Le due velocità sono molto differenti ed è facile separare l'onda veloce dalla onda lenta.

Consideriamo l'onda veloce nel caso il cui $\omega < \omega_c$.
In figura 30 è stato materializzato l'asse z per facilitare l'interpretazione del disegno.
Al passare del tempo l'onda mantiene la sua forma e si sposta nella direzione z positiva alla velocità di onda veloce.
Ogni elettrone si sposta con velocità u che è minore di quella dell'onda.
Il fatto che la velocità di propagazione dell'onda può essere superiore alla velocità di spostamento dell'elettrone in di rezione assiale dipende dal fatto che l'elettrone possiede una velocità angolare (l'elettrone esce dal foglio sopra ed entra al di sotto della retta di riferimento z).
Il punto di intersezione del raggio con un piano normale all'asse z descrive un cerchio e si muove con velocità ω, che è la velocità angolare di modulazione.
Quando ω diminuisce, aumenta la velocità di propagazione di onda veloce ed aumenta la lunghezza d'onda.
Nel caso particolare in cui $\omega = \omega_c$ (come avviene nel nostro caso, in cui la frequenza di ciclotrone si regola fino a portarla a coincidere con ω) il passo dell'elica diventa infinito e l'onda diventa rettilinea.
La velocità di ogni singolo elettrone è invece ω_c e dipende solo dal valore del campo B.
Per avere una visione intuitiva, bisogna pensare l'elica generata da ogni singolo elettrone per effetto di ω_c ed u, vista da un osservatore che ruota a sua volta con velocità ω. Al variare di ω l'osservatore ruotante vede un'elica a passo variabile. Nel nostro caso il fe-

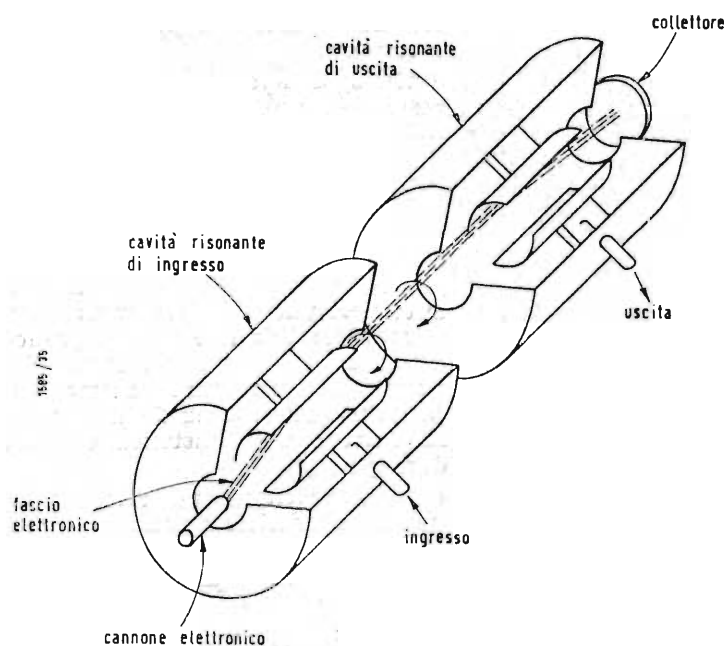



Fig. 31 - Accoppiatore di Cuccia sezionato.

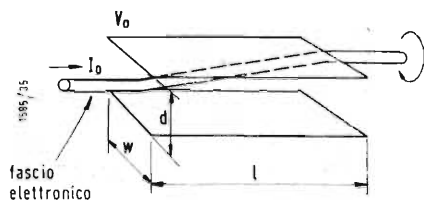



Fig. 32 - Schematizzazione dell'accoppiatore di Cuccia.

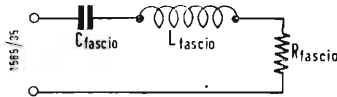



Fig. 33 - Circuito equivalente, risonante serie.

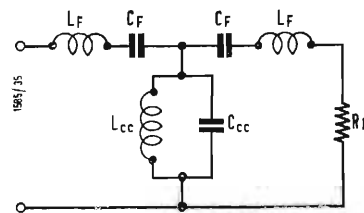



Fig. 34 - Circuito equivalente, per il calcolo della larghezza di banda.

nomeno è inverso, perchè è il fascio di elettroni che è mobile e vede la frequenza ω, comunque la visione del fenomeno non muta.

6. - APPENDICE 3. L'ACCOPPIATORE ELETTRONICO DI CUCCIA [6].

In figura 31 è rappresentato l'accoppiatore elettronico. Sono chiaramente visibili il cannone elettronico, le cavità di ingresso e di uscita, l'andamento del fascio elettronico il collettore e la direzione del campo magnetico.
Il campo magnetico, con le linee di forza parallele alla direzione del moto degli elettroni mossi dal campo del collettore, non produce alcun effetto su tale moto.
Il moto degli elettroni viene studiato nelle tre zone:
1) Cavità di ingresso.
2) Zona compresa fra le due cavità.
3) Cavità di uscita.
Quando la potenza di modulazione viene immessa nella cavità di ingresso, si produce un campo elettrico trasversale alla direzione del moto degli elettroni. L'interazione dei due campi elettrici longitudinale e trasversale e del campo magnetico longitudinale avvolge gli elettroni in una traiettoria ad elica con raggio crescente con il progredire degli elettroni nella cavità. Se il raggio elettronico è di sezione molto fine, in presenza di un campo magnetico di intensità opportuna, in relazione alla frequenza del segnale di ingresso, tutti gli elettroni della spirale giacciono nella direttrice di un cono avente il raggio di base funzione dell'energia assorbita dal fascio. Il raggio si comporta come un carico puramente resistivo.
Nello spazio compreso fra le due cavita, gli elettroni in rotazione non perdono nè acquistano energia, perchè manca ogni campo trasversale esterno, e gli elettroni transitanti in questa zona formano la direttrice di un cilindro di raggio uguale a quello della base del cono che si forma nella prima cavità.
Quando il fascio rotante degli elettroni entra nella cavità di uscita, se questa è accordata alla stessa frequenza di quella di ingresso, si inducono delle correnti nella cavità, ed un campo elettrico trasversale prodotto da tale corrente estrae l'energia dal raggio elettronico in rotazione. In questa fase si ha l'estrazione del segnale nel secondo accoppiatore e l'estrazione del rumore nel primo.
Precisiamo adesso le varie componenti energetiche dell'elettrone.
L'elettrone acquista energia per effetto del campo di collettore che causa il suo moto assiale; questo campo determina il tempo di transito. L'energia di rotazione è fornita dal campo trasversale, ed è questa sola che agisce alla uscita. Se tutta l'energia di rotazione è estratta dal raggio dalla cavità di uscita, il raggio giunge al collettore solo con velocità assiale, senza rotazione.
In questo caso la direttrice formata dal raggio elettronico genera un cono avente un raggio di base uguale al cono di ingresso nella prima cavità, ed il vertice di tale cono coincide con il punto in cui gli elettroni escono dalla cavità di uscita. Questo è un caso particolare. In generale la parte di energia rotante non estratta dalla cavità di uscita viene dissipata nel collettore.

La potenza di trasferimento si può controllare agendo sulla corrente del fascio o sul tempo di transito nella cavità di uscita, mediante il quale si varia il rapporto fra l'energia di rotazione estratta dalla seconda cavità e quella non estratta che cade nel collettore. Da questo punto di vista si può considerare l'accoppiatore come un vero trasformatore di potenza, e precisamente come un trasformatore elettronico ad accoppiamento variabile.

L'accoppiatore di Cuccia è nato come dispositivo modulatore di potenza per microonde.

Il nostro amplificatore è, in ultima analisi, un accoppiatore di Cuccia al quale nella zona compresa fra le due cavità è stato aggiunto un sistema quadripolare creante un campo rotante, tale da allargare le orbite degli elettromi ed aumentare la loro energia cinetica che poi viene raccolta all'uscita.

Riportiamo un circuito equivalente alla accoppiatore di Cuccia, che può rendere sempre più chiaro il funzionamento di tale apparecchio, senza ricorrere all'aiuto di equazioni di ottica elettronica.
Circuito equivalente.
Riferendoci alla fig. 32, consideriamo il caso in cui

$$\omega = \omega_c$$

L'impedenza del fascio risulta:

$$z_{fascio} \simeq 8 \frac{v_o}{I_o} \frac{d^2}{l^2}$$

$$\left| 1 + J\, 2\, Q_{fascio} \frac{\Delta\omega}{\omega c} \right|$$

dove:

$$\frac{\Delta\omega}{\omega} = \frac{\omega - \omega_c}{\omega_c} = \frac{\omega}{\omega_c} - 1$$

e

$$Q_{fascio} = \frac{2\pi N}{6}$$

ed ancora:

$$N = \frac{\tau}{\tau_c} = \frac{l f_c}{u_o}$$

(numero degli elettroni in orbita dentro l'accoppiatore)

$$Q_{fascio} = \frac{2\pi}{6}\left(\frac{l f_c}{u_o}\right) = \frac{\omega_o l}{6\sqrt{2\eta v}}$$

Allora

$$R \simeq 8 \frac{v_o}{I_o} \frac{d^2}{l^2}$$

$$X \simeq 16 \frac{v_o}{I_o} \frac{d^2}{l^2} Q_{fascio}\left(\frac{\omega}{\omega_c} - 1\right)$$

Questo rappresenta un circuito risonante in serie fig. 33 e

$$Q_{fascio} \simeq \frac{1}{\omega_c C_{fascio} R_{fascio}}$$

La capacità equivalente del raggio elettronico è:

$$C_{fascio} \simeq \frac{1}{\omega_c Q_{fascio} R_{fascio}}$$

$$C \simeq \frac{I_o l^2}{8 v_o d^2 \omega_c Q_{fascio}} =$$

$$= \frac{3\sqrt{2}\,\mu\, I_0\, l}{4\,\omega^2_c\, v_0^{1/2}\, d^2}$$

Larghezza di banda e circuito equivalente (fig. 34)

Il circuito equivalente corrisponde ad un filtro a K costante. La larghezza di banda è definita dalla:

$$\frac{\Delta f}{f_0} \simeq \sqrt{2}\sqrt{\frac{X_{SHUNT}}{X_{SERIE}}}$$

Per il nostro circuito:

$$\frac{\Delta f}{f_0} \simeq \sqrt{2}\sqrt{\frac{C_{fascio}}{C_{accoppiatore}}}$$

Risulta:

$$C_{fascio} \simeq \frac{3\sqrt{2\eta}\, I_0\, l}{4\,\omega_c^2\, v_0^{1/2}\, d^2}$$

Trascurando il campo in prossimità del bordo:

$$\frac{\Delta f}{f_0} \simeq \sqrt{\frac{3\sqrt{2\eta}\, I_0}{2\,\omega_c^2\,\epsilon_0\, v_0^{1/2}\, d\, w}}$$

Sostituendo le due capacità definite nella relazione della larghezza di banda si ha:

$$\frac{\Delta f}{f_0} \simeq \sqrt{\frac{3\sqrt{2\eta}\, I_0}{2\,\omega_c^2\,\epsilon_0\, v_0^{1/2}\, d\, w}}$$

Risulta:

$$\Delta f \simeq \frac{1}{2\pi}\sqrt{\frac{3\sqrt{2\eta}\, I_0}{2\,\epsilon_0\, v_0^{1/4}\, d\, w}}$$

Poniamo:
$I_0 = J_0 A$
J_0 = densità di corrente
A = sezione del fascio di elettroni
$S = d \cdot w$ = sezione trasversale dell'accoppiatore di Cuccia.

La larghezza di banda in funzione della densità di corrente del fascio tenendo conto delle posizioni precedenti

$$\Delta f = \frac{1}{2\pi}\sqrt{\frac{3\sqrt{2\eta}\, A}{2\,\epsilon_0\, v_0^{1/2}\, S}}\sqrt{J_0}$$

$$\Delta f = 50{,}5 \cdot 10^6\, V^{-1/4}\left(\frac{A}{S}\right)^{1/2} J_0^{1/2}\ \text{Hz}$$

Si definisce frequenza di Plasma

$$\omega_p = \sqrt{\eta\frac{\rho_0}{\epsilon_0}} = \sqrt{\eta\frac{J_0}{u_0\,\epsilon_0}}$$

Allora:

$$\Delta f = \frac{1}{2\pi}\sqrt{\frac{3\,\eta\, I_0\,(A)}{v_0\,\epsilon_0\,(S))}}$$

Quindi:

$$\Delta f = f_p\sqrt{3\frac{A}{S}}\ \text{Hz}$$

La larghezza di banda in funzione della frequenza di Plasma:

$$\frac{\Delta f}{f_p} = 1{,}732\sqrt{\frac{A}{S}}$$

Se il fascio è focalizzato in modo da soddisfare le condizioni di Brillionin si ha:

$$f_p = \frac{f_{cicl.}}{\sqrt{2}}$$

Si ha:

$$\frac{\Delta f}{f_{cicl}} = \frac{\Delta f}{f_{c}} = \frac{1{,}732}{\sqrt{2}}\sqrt{\frac{A}{S}}$$

$$\frac{\Delta f}{f_0} = 1{,}225\sqrt{\frac{A}{S}}$$

dove:
A = sezione del fascio elettronico
S = sezione trasversale dell'accoppiatore di Cuccia.

7 - BIBLIOGRAFIA

[1] H. A. Haus and F. N. H. Robinson, *The minimum noise figure of microwave beam amplifiers*, Proc. I.R.E., vol. 43, pp. 981-991 August 1955.

[2] R. Adler, G. Hrbek and G. Wade, *A low-noise electron-beam parametric amplifier*, Proc. I.R.E., vol 46 pag. 1756-1757, October 1958.

J. R. Pierce, *The wave picture of microwave tubes*, Bell Sys, Tech., J. vol. 33 pp. 1343, 1372, November 1954.

[3] R. Adler, *Parametric amplification of the Fast Electron waves*, Proc. I.R.E. vol. 46 pp. 1330-1301, June 1958.

[4] R. Adler, G. Hrbek, G. Wade, *The Quadrupole Amplifier, a Low Noise Parametric Device* Proc. I.R.E. vol. 47 pp. 1713-1723. October 1959.

[5] Ken A. Simans, *How to measure wide band impedance*, Electronic Industrie, March 1959.

Burton Crumly and Dr. Robert Adler, *Electron-Beam Parametric amplifiers*, Electronic Industries, November 1959.

[6] C. L. Cuccia, *The electron coupler*, R.C.A., Rev. vol. 10, pp. 270-303, June 1949.

[7] R. Adler, O. M. Kromhout and P. A. Clavier, *Transerse field traveling-wave tubes with periodic electrostatic focusing*, Proc. I.R.E. vol. 44 pp. 82-88. Januay 1956.

[8] Louisell W. H. and C. F. Quate, *Parametric Amplification of Space Charge Waves*, Proc. I.R.E. vol. 46 pp. 707-716, April 1958.

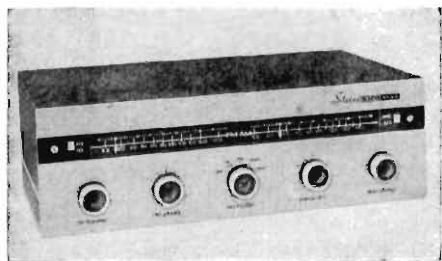
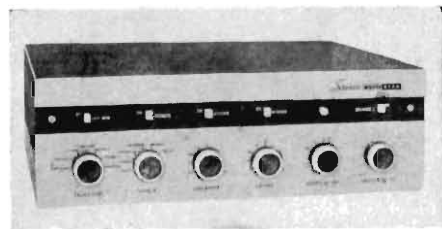
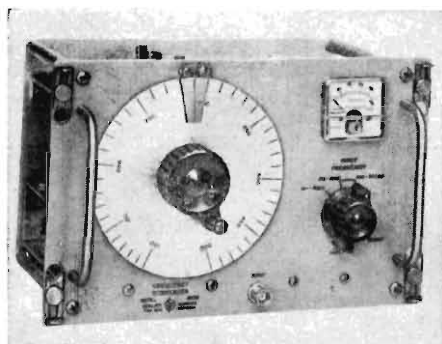
[9] J. M. Manley and H. E. Rowe, *Some general properties of non linear elements*, Proc. I.R.E. vol. 44 pp. 904-913, July 1956.

[10] Idem, *Some general properties of non linear elements — Small Signal theory*. Proc. I.R.E. vol. 46 pp. 850-867, May 1958.

Teoria e pratica dei magneti permanenti

La James Neill & Co. Ltd. (Napier St. Sheffield, 11) ha pubblicato *Permanent Magnet Summarized* di F. C. Tyack, A.M.I.E.E. direttore tecnico della Permanent Magnet Division della Ditta citata. Si tratta di un libretto di un'ampiezza di informazione e di una concezione particolarmente notevole; non è un manuale commerciale ma contiene molte utili informazioni sulla progettazione e sul materiale dei magneti. Fra i vari capitoli ce n'è uno relativo alla teoria e al comportamento dei magneti permanenti; un altro sulla costruzione di essi e sulle prove di collaudo; altri sulla magnetizzazione e sui campi magnetizzanti; e infine sulle applicazioni meccaniche ed elettriche dei magneti. Una delle più imprevedute è l'uso di essi per ricuperare rottami o oggetti di ferro caduti nei pozzi di petrolio.
Le illustrazioni sono numerose e di primo ordine. Vi è poi una bibliografia di grande utilità per il tecnico che desideri approfondire l'argomento. *(p.n.)*

Abbonati Rai - TV

Gli abbonati alle radiodiffusioni in Italia al 4 febbraio 1961 hanno raggiunto la cifra di 8 milioni 98 mila di cui 2 milioni 332 mila anche alla televisione.
In confronto al 31 dicembre 1960, a quanto informa l'*Agenzia Economica Finanziaria*, gli abbonati alle radiodiffusioni risultano aumentati di 101.790 e gli abbonati anche alla TV di 220.946 unità. *(v.o.)*

La Electronic Instruments Co. (EICO) presenta un sintonizzatore stereo per AM ed FM, costituito da due gruppi indipendenti sintonizzabili separatamente. È il modello ST96 che la Casa vende in scatola di montaggio o cablato e collaudato.

Contemporaneamente la EICO presenta un amplificatore stereofonico in due versioni da 40 W (mod. ST40) e da 70 W (mod. ST70). Il costruttore garantisce una risposta di frequenza entro ± 0,5 dB tra 12 e 25.000 Hz con una distorsione armonica inferiore all'1 %. Anche questi due amplificatori sono posti in vendita in scatola di montaggio oppure cablati e collaudati.

Un nuovo cassetto, destinato ad estendere il campo di misura del contatore elettronico —hp— 524 fino alla frequenza di 510 MHz, è stato presentato recentemente dalla Hewlett Packard. L'unità di conversione 525C, usata con i contatori modelli 425B, C oppure D è in grado di misurare frequenze tra 100 e 510 MHz con sensibilità di 100 mV, oppure di amplificare segnali tra 50 kHz e 10,1 MHz con sensibilità di 20 mV. Tra le caratteristiche principali: una cavità per la determinazione della frequenza e un generatore di armoniche a diodo di alta efficienza con amplificatore a transistori.

Modificata la data delle celebrazioni Archimedee

La data delle celebrazioni archimedee, che si terranno a Siracusa, è stata fissata dal giorno 11 al 16 aprile 1961, a modifica di quanto stabilito in precedenza (dal 4 al 9 aprile 1961).
Coloro che desiderano partecipare ai lavori dei simposi possono inviare la loro adesione al Prof. Renato Calapso (Università diMessina, Istituto matematico). (*i.s.*)

Borse di studio della Olivetti

La Società Olivetti ha posto a disposizione dell'Istituto Superiore P.T. due borse di studio da mettere a concorso tra gli aspiranti che faranno domanda di ammissione alla Sezione « Controlli automatici e Calcolazioni » del Corso di Specializzazione in Telecomunicazioni (1960-1961).
Dette borse vanno ad aggiungersi alle cinque già previste, per la predetta Sezione, dal bando dell'Istituto Superiore P.T. in data 16 ottobre 1960.
Ognuna delle borse di studio della Soc. Olivetti sarà dell'ammontare di Lire 750.000, che verranno corrisposte in dodici mensilità di L. 54.000 ciascuna: la restante somma di L. 102.000 verrà corrisposta a ciascuno dei due assegnatari se, entro la sessione estiva dell'anno accademico 1961-62, avranno sostenuto e superato tutti gli esami.
I concorrenti che risulteranno assegnatari di una borsa di studio avranno facoltà di scelta, in ordine di graduatorie, tra le borse previste nel bando.
A cura della Società Olivetti verrà svolto durante il Corso un ciclo di conferenze riguardanti gli elaboratori elettronici di dati e la loro programmazione. (*i.s.p.t.*)

Conversione indotte dai raggi X nelle bande in cloruro di potassio

I Dott. G. Baldini, L. Dalla Croce ed R. Fieschi, di Milano, hanno condotto una ricerca sulle conversioni indotte da raggi X nelle bande F, R, M, N, Z, in KCI. Cristalli puri di KCI, colorati additivamente, sono stati irradiati con luce della banda F, provocando una diminuzione della banda stessa e un aumento delle bande R, M ed N, dovute, come è noto, a centri costituiti da aggregati di imperfezioni. I cristalli sono stati quindi sottoposti all'azione di raggi X, e se ne è studiata la variazione dello spettro di assorbimento. Se il campione è tenuto a temperatura ambiente, le bande R_1, R_2 ed N si distruggono rapidamente, mentre la F cresce riavvicinandosi al suo valore iniziale; più complesso è il comportamento della M: questa banda cresce durante il primo stadio di irraggiamento, quindi diminuisce. Questi effetti sono molto attenuati a basse temperature (80° K).
I risultati sembrano interpretabili supponendo che le buche elettroniche liberate dai raggi X ionizzino continuamente i centri di tipo elettronico presenti nel cristallo; mentre le vacanze da ione negativo, relativamente stabili nel reticolo, vengono successivamente rioccupate da elettroni (riformando centri F), gli aggregati di vacanze responsabili degli R, M ed N, si spezzano, liberando vacanze singole e aggregati più semplici, rendendo quindi impossibile il riformarsi del centro. Il fatto che inizialmente la banda M cresca potrebbe allora indicare che i centri R ed N sono costituiti da aggregati di vacanze più complessi del centro M.
Una seconda possibile interpretazione è quella della ionizzazione termica dei centri, avanzata la Ueta ed Hirai in analoghe esperienze.
Durante la distribuzione si mantiene costante il rapporto tra le intensità delle bande R_1 ed R_2; questo è in accordo con suggerimenti recentemente avanzati sulla esistenza di un unico centro R.
Esperienze su KBr e KI danno risultati analoghi.
L'effetto dei raggi X è stato studiato anche su cristalli contenenti aggiunte di alogenuri alcalino-terrosi, e si è osservata la distruzione della banda Z_1.
(*i.s.*)

Trasmissione senza fili di traduzione simultanea

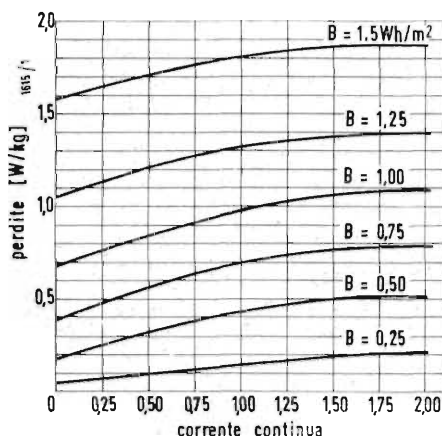
La Multitone Electric Company Ltd., di Londra (12-20 Underwood Street, 1) ha recentemente presentato un nuovo sistema di trasmissione delle traduzioni, che è stato usato per la prima volta alla Conferenza sulla elettrificazione indetta dalle Ferrovie Britanniche, che ha avuto luogo recentemente a Londra, nella sede dell'« Institution of British Engineers ».
Ad ogni delegato a quella conferenza venne consegnato un ricevitore a transistori, con l'involucro a forma di « lorgnette », in un estremo del quale è incorporato il padiglione, mentre all'altro estremo è situato un interruttore a quattro posizioni che permette al delegato di ascoltare la traduzione in una delle quattro lingue in cui viene trasmessa. Dato che nella sala delle conferenze non si usano altoparlanti, la ricezione della traduzione è risultata chiarissima, grazie alla assenza di disturbi esterni.
La traduzione di un discorso venne radiodiffusa in quattro lingue da quattro interpreti situati in quattro cabine isolate acusticamente e che vennero appositamente costruite in modo da permettere agli interpreti di star seduti e di vedere e sentire quanto accadeva nella sala delle conferenze. Una piccola radiotrasmittente,

un microfono ed un dispositivo monitor vennero sistemati in ciascuna cabina e la trasmissione in quattro lingue venne diffusa su un circuito chiuso formato da un filo disposto lungo tutto il perimetro della sala delle conferenze.
Con questo sistema, i delegati non sono costretti a rimanere seduti ai loro posti e, volendo, avrebbero potuto passeggiare per la sala ascoltando il discorso nella lingua prescelta.
I ricevitori, di color grigio e dalla forma elegante, pesano soltanto sette once (grammi 188,44) e sono stati disegnati in modo da offrire la massima facilità e comodità di impiego. L'involucro, o astuccio, è composto di due pezzi in materia plastica, praticamente infrangibile; nell'involucro sono sistemati il padiglione, il circuito stampato, tre transistori ed una batteria da un volt e mezzo « Penlite » che, a detta dei fabbricanti, dovrebbe bastare per cento ore di ascolto.
La Multitone ha già previsto altre applicazioni di questo nuovo sistema, che potrebbe, ad esempio, essere impiegato nei musei e nelle gallerie d'arte, fornendo ai visitatori una guida elettronica che li accompagni nella loro visita senza l'intervento di una guida in carne ed ossa. Un grande vantaggio di questo sistema è che i visitatori non sarebbero in alcun modo disturbati dalla guida elettronica perchè la descrizione degli oggetti e delle opere d'arte esposte potrebbe essere prima registrata su un registratore a nastro e poi alimentata ad un circuito chiuso che circondi il museo o la galleria.
Un sistema analogo è già in uso in qualche cinematografo, e permette anche ai duri d'orecchio di sentire la colonna sonora. Lo spettatore può sedere in qualsiasi punto della sala di proiezione e ricevere per proprio conto, grazie a questi ricevitori, la colonna sonora amplificata. La prima installazione del genere è stata fatta al cinema « New Odeon » a Hemel Hampstead (Inghilterra) che è stato inaugurato alla fine di agosto 1960. *(i.s.)*

Determinazione delle perdite nei lamierini magnetici

Presso l'Istituto di elettrotecnica della Facoltà d'ingegneria dell'Università di Genova, diretto dal Prof. Enrico Astuni, è in corso di svolgimento — con un contributo finanziario del Consiglio Nazionale delle Ricerche — una ricerca mirante alla determinazione delle perdite nei lamierini magnetici sottoposti a cicli di magnetizzazione dissimmetrici, cioè con sovrapposizione di una magnetizzazione continua ad una alternativa.
La ricerca è condotta dal Dott. Ing. Ugo Cannata il quale ricorda che, come è noto, per effettuare la determinazione delle perdite in un materiale magnetico, ancorchè esistono apparecchiature che consentono di operare su piccole e non preparate quantità di materiale, è necessario ricorrere al metodo di Epstein se le prove devono avere un carattere di ufficialità. Comunque, tutti gli apparecchi di normale uso non si prestano per la determinazione di perdite su lamierini impiegati in condizioni di magnetizzazione a valor medio e nel tempo diverso da zero. Questo caso è in pratica abbastanza importante e si è voluto eseguire una particolare ricerca per giungere se possibile a conclusioni e criteri di carattere generale in questo campo.
Per prima cosa si è realizzata un'apparecchiatura di Epstein che permette di eliminare qualsiasi conteggio o correzione, in modo che la coppia di letture effettuata al voltmetro ad al wattmetro fornisce a meno di semplici costanti il valore dell'induzione in Wb/m^2 e delle perdite in W/kg. Su ciascuno dei 4 lati è stato disposto anche un terzo avvolgimento, esterno, normalmente non previsto nell'apparecchio di Epstein, che consente la sovrapposizione di una eccitazione di natura diversa, ad esempio in corrente continua, alla principale, in corrente alternata.
Il circuito completo comprende, dunque:
— strumenti adatti per le letture dirette di cui si è detto: la loro scelta e l'adattamento per queste misure sono stati calcolati e verificati sperimentalmente, eseguendo una serie di prove di confronto con il metodo di Epstein normale, sugli stessi lamierini; si è trovata concordanza praticamente perfetta nei risultati;
— sistema di blocco della corrente alternata nel circuito di alimentazione ausiliaria (se questa è a corrente continua) consistente in un filtro adatto a lasciar passare alcuni ampere.
Si è iniziata una serie di prove su vari lamierini. La figura illustra i risultati ottenuti su un provino di lamierini a cristalli orientati ad alto tenore di Si, adatti per amplificatori magnetici.
A conclusioni di carattere generale si spera di giungere dopo esecuzione di numerose prove di questo genere, su differenti provini. *(i.s.)*

Guida all'alta fedeltà

La Eico pubblica la nuova « Guide to Hi-Fi » (guida all'alta fedeltà), un libretto di 36 pagine che espone in forma concisa ma chiara e comprensibile i vari problemi della riproduzione sonora: armoniche, distorsione, interferenze, stereofonia. L'opuscolo illustra inoltre come si può passare da un sistema monofonico ad uno stereofonico e dà consigli sull'acquisto di componenti alta fedeltà. *(g.b.)*

Normalizzazione di un orecchio artificiale per usi audiometrici

Nei giorni 8 e 9 novembre u.s. ha tenuto la sua prima riunione, a Liegi, il Gruppo di lavoro GT 29/11 recentemente istituito in seno al Comitato 29 (Elettroacustica) della Commissione elettrotecnica internazionale (IEC) con il compito di elaborare una proposta per la standardizzazione di bocche, voci ed orecchi artificiali destinati alla taratura oggettiva di certi tipi di trasduttori elettroacustici (microfoni telefonici, ricevitori telefonici, altre capsule riceventi da applicare direttamente sull'orecchio).
Tale Gruppo di lavoro si è riunito sotto la presidenza del Prof. J. Frenkiel, Ordinario di elettroacustica presso l'Istituto Montefiore di Liegi; erano presenti, oltre al Presidente, nove delegati in rappresentanza di sette nazioni. L'Italia era rappresentata dal Prof. I. Barducci, dell'Istituto « O.M. Corbino ».
Dopo una esauriente discussione, la Commissione ha constatato in primo luogo, che già esiste una normalizzazione provvisoria di un orecchio artificiale per la taratura dei ricevitori telefonici ed è in avanzato stadio di elaborazione un analogo standard di bocca artificiale, ad opera del C.C.I.T.T. (Comitato consultivo internazionale telefonico e telegrafico) mentre non è stata invece affrontata ancora, in sede internazionale, la normalizzazione di un orecchio artificiale per la taratura delle capsule riceventi di alta qualità.
Il Gruppo di lavoro ha pertanto deliberato di affrontare per primo il problema dello orecchio artificiale per usi audiometrici ed ha elaborato una proposta in tal senso, la quale costituirà la base per le discussioni della Commissione plenaria che si riunirà ad Helsinki nel giugno 1961.
Il rappresentante italiano ha, fra l'altro, informato la Commissione sui risultati di una recente indagine sperimentale sistematica da lui effettuata (in collaborazione con l'Ing. F. Bianchi) al fine di saggiare le possibilità di alcuni orecchi artificiali esistenti, mediante confronto con le tarature soggettive di ricevitori effettuate sull'orecchio umano. *(i.s.)*

Il LABORATOIRE ELECTRO-ACOUSTIQUE LEA espone al Salone Internazionale dei componenti elettronici un sonometro di precisione, transistorizzato ed alimentato a pile.
Caratteristiche principali: campo di misura tra 24 e 110 dB, possibilità di taratura interna, ingresso per microfono o rivelatore di vibrazioni.

Una nuova tecnica per le pile solari

Un nuovo progresso è stato realizzato nel campo dell'utilizzazione economica della energia solare con la messa a punto, da parte degli ingegneri del laboratorio della Società di studio e di applicazioni industriali dell'energia solare (Società costituita dalla C.IE FRANCAISE DE T.S.F. e dell'*Ufficio di investimenti africano*), di una pila solare con la potenza di 100 watt. Un prototipo installato nei pressi di Tolone è già in funzione ed il suo funzionamento risponde alle aspettative dei costruttori.
Questo apparecchio, a differenza delle pile al selenio ed al silicio che utilizzano l'energia solare sotto forma luminosa, è destinato a sfruttare questa energia sotto forma calorica. Un corpo buon conduttore di calore, esposto, sotto protezione, ai raggi solari, accresce la propria temperatura. Se si dispone, tra questa « sorgente calda » e una « sorgente fredda » una coppia termoelettrica, si viene a stabilire una differenza di potenziale e si ha produzione di elettricità. Naturalmente, quanto maggiore è la differenza di temperatura tra le due sorgenti, tanto maggiore sarà la potenza del generatore.
Lunghi lavori di laboratorio sono stati necessari per la messa a punto di placche che possano assorbire la più grande quantità di irradiazione e per la costruzione delle termocoppie con un buon rendimento e di basso costo.
Si valuta ad 1 kilowatt per m^2 la potenza irradiata in tal modo dal Sole a mezzogiorno, ma si stima a 10 watt per m^2 la potenza captata dal nuovo apparecchio. Dato che la sua superficie è di circa 17 m^2 — la maggiore che sia stata fino ad oggi realizzata — si può valutare approssimativamente la potenza dell'apparecchiatura in 100 watt. Tuttavia è preferibile tener conto, per stabilire quali siano le possibilità pratiche di questo generatore, delle variazioni giornaliere dell'intensità solare e si ammette che in rapporto a ciò la potenza d'impiego scenda a 2 watt. Tale potenza può apparire debole, ma essa è dell'ordine di grandezza di quella che è richiesta da un certo numero di usi civili e militari. Si è pensato, tempo fa, di utilizzare le pile solari per alimentare le batterie luminose degli aeroporti situati nei paesi « solari » come il Sahara, o per azionare delle piccole trasmittenti disposte per controllo lungo gli oleodotti. *(i.s.)*

Programmatore elettromagnetico con rimessa in marcia automatica

La Società CHAUVIN-ARNOUX ha realizzato un preselettore o programmatore elettromagnetico, che utilizza relais « BCA » e che funziona con il conteggio di impulsi elettrici o fotoelettrici. I programmi, prestabiliti secondo un semplice sistema di schede, sono comandati automaticamente a determinati stadi della numerazione e seguiti da una indicazione luminosa. Dopo ciascun ciclo di manovre, l'apparecchio può accordarsi istantaneamente sulla frequenza del settore; esso subisce pertanto dei periodi di arresto regolabili a volontà, alla fine dei quali la rimessa in marcia si effettua automaticamente. L'apparecchio è fornito di tre circuiti di preselezione indipendenti, a disposizione di un tavolo programmatore, e può contare e programmare fino a 120 volte il minuto secondo. *(p.n.i.)*

dott. ing. Alessandro Banfi

Il Laboratorio ricerche e il Centro elettronico della Rai inaugurati a Torino

Fig. 1 - Aspetto del nuovo Laboratorio ricerche della RAI.

NEI PRIMI giorni dello scorso Febbraio la RAI ha inaugurato due magnifici nuovi impianti destinati a migliorare i servizi tecnici ed amministrativi.
Con la rapida e profonda evoluzione della tecnica elettronica in tutti i suoi settori la vecchia sede del Laboratorio ricerche in Via Arsenale era divenuta assolutamente insufficiente e tale da comprometterne la piena efficenza e funzionalità.
Da qui, la necessità dello spostamento del Laboratorio nel nuovo, vasto e moderno edificio sorto rapidamente alla periferia occidentale di Torino, in un'area di circa 10.000 metri quadrati, di cui 3.500 coperti a 3 piani.
In tale magnifico edificio realizzato con sani criteri di specifica funzionalità hanno trovato posto tutti i numerosi servizi, principali ed aggregati, che costituiscono questo complesso ed importante settore della RAI.
Infatti oltre ai reparti di studio, progettazione e ricerca vi sono quelli dell'officina per la costruzione dei prototipi di apparati speciali e di collaudi per la selezione scientifica dei numerosi materiali e componenti impiegati fra le nuove costruzioni e per i ricambi nell'esercizio dell'imponente rete di emittenti e centri e di produzione programmi della RAI.
E per soddisfare quest'ultima esigenza delle parti di ricambio per l'esercizio, sono stati previsti ampi e luminosi locali per i magazzini dipendenti dal Servizio Acquisti.
In modo particolare poi, è stato potenziato il reparto destinato alla ricerca e studio caratteristiche degli svariatissimi materiali e componenti impiegati nelle costruzioni elettroniche, sia nel settore radio che in quello TV, con particolare riguardo all'attuale tendenza alla transistorizzazione generale dei circuiti.
Un centinaio di tecnici specializzati lavorano alla ricerca ed allo studio di nuovi dispositivi ed apparati destinati al perfezionamento della trasmissione radio e televisione.

Le sezioni video, radiotrasmittenti, antenne, ponti radio, elettroacustica, e molte altre ancora sono in piena attività con una superba dotazione di strumenti di misura d'ogni genere.
In più complessi problemi tecnici che di volta in volta possono sorgere per le più disparate esigenze dell'esercizio radio e TV nonchè degli inevitabili sviluppi e perfezionamenti della tecnica (stereofonia, filodiffusione, UHF, colore, ecc.) vengono studiati e risolti in questo modernissimo laboratorio.
L'attività si svolge in vasti e luminosi saloni ad aria condizionata che nulla hanno da invidiare ai più recenti e noti laboratori esteri.
Il laboratorio RAI di Torino, unico nel suo genere in Italia ed autentico vanto nazionale, è diretto dall'ing. ROBERTO VAUDETTI.
Parallelamente ai notevoli sviluppi verificatisi in questi ultimi anni nel campo tecnico ed in quello della produzione programmi, ha necessariamente fatto riscontro anche nel settore amministrativo un importante aggiornamento e ridimen-

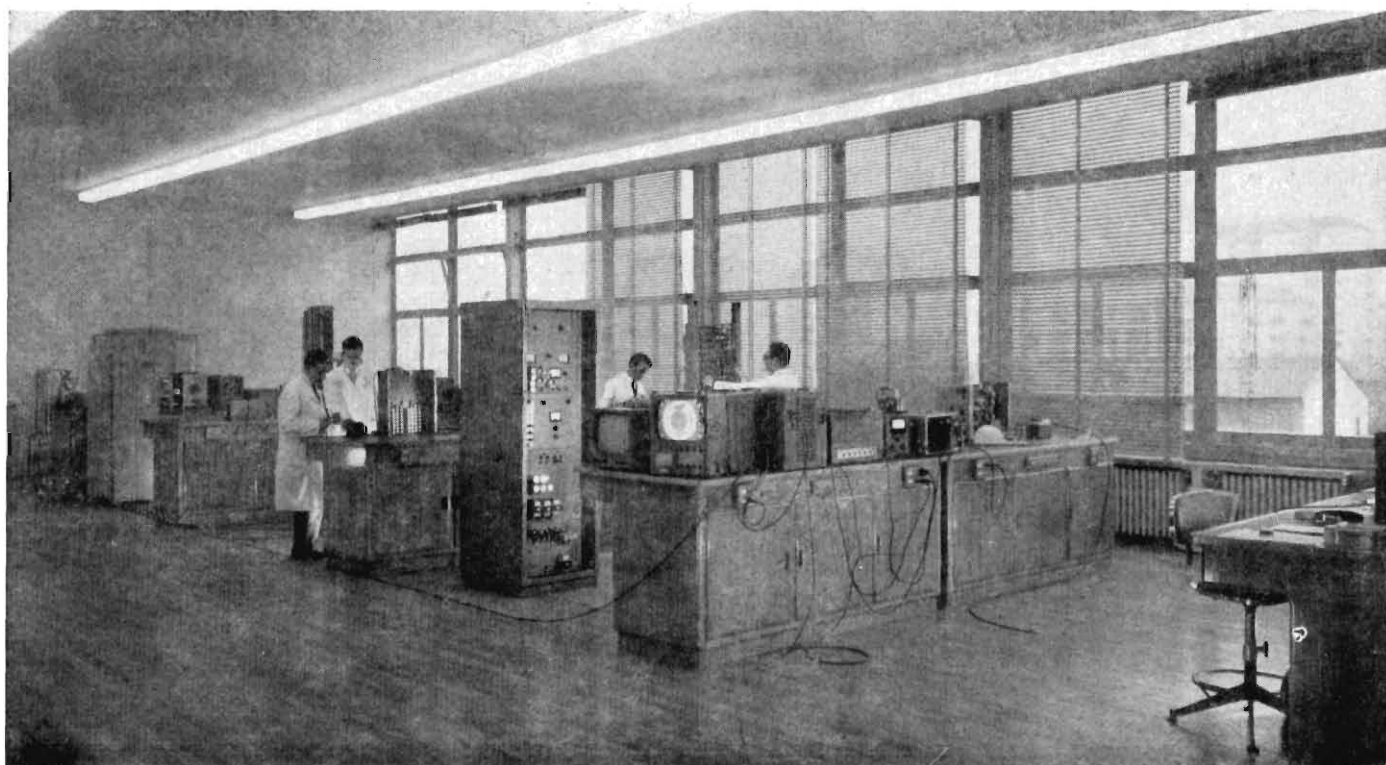



Fig. 2 - Il reparto progettazione video del nuovo Laboratorio ricerche della RAI.

sionamento, con l'istituzione di un Centro elettronico di computo classificazione e statistica anch'esso inaugurato a Torino contemporaneamente al Laboratorio Ricerche.
Tale Centro, attualmente ospitato in vasti e luminosi locali in Via Luisa del Carretto, è destinato ad essere trasferito nel nuovo palazzo RAI che sorgerà a Porta Susa, imponente edificio a 20 piani che ospiterà le Direzioni Centrali destinate a Torino.
Questo Centro è inizialmente destinato ad assorbire le funzioni del Centro meccanografico per la gestione degli abbonamenti TV ormai insufficiente a smaltire una imponente mole di elaborazione, ed in seguito a perfezionare l'automazione dei lavori amministrativi e contabili imposti dal crescente sviluppo dell'Azienda.
Il complesso elettronico installato dalla RAI è del tipo IBM 7070, uno dei più efficienti attualmente esistenti ed uno dei primi operanti in Europa.
È completamente transistorizzato (impiega circa 40.000 transistori) e la sua costituzione modulare consente il migliore adattamente alle esigenze ed al volume del lavoro.
L'elaboratore IBM 7070 è costituito da una unità centrale e da varie unità periferiche per la immissione dei dati e la emissione dei risultati.
L'unità centrale ha il compito di coordinare il flusso dei dati che provengono dalle unità periferiche, di elaborare questi dati secondo un programma preordinato e di coordinare altresì il flusso dei risultati verso le unità periferiche.
Il compito della conservazione del programma di elaborazione e dei dati relativi, è affidato ad un dispositivo a memoria magnetica costituito da una rete di anellini di ferrite attraversati da conduttori provenienti dai vari circuiti elettronici.
L'uso dei nastri magnetici per la lettura e la registrazione delle schede-utenti, consente la conservazione dei dati in uno spazio ristrettissimo.

Fig. 3 - Il Centro elettronico della RAI. L'elaboratore elettronico IBM-7070 che la RAI-Radiotelevisione Italiana utilizza per l'amministrazione degli abbonati alla televisione.
Di fronte: l'unità centrale; al centro: la consolle di comando; a destra: le unità nastro.

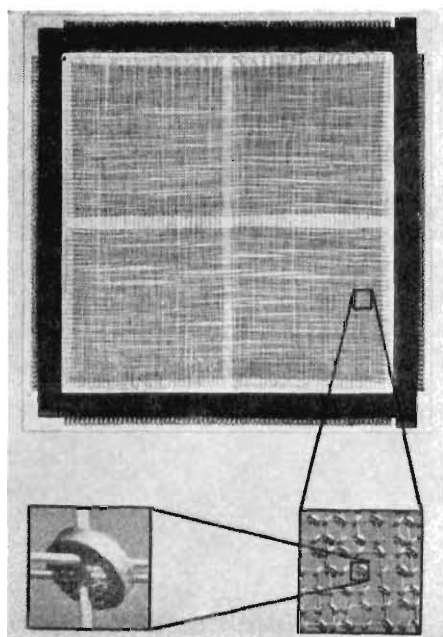



Fig. 4 - Memoria a nuclei magnetici contenuta nell'unità centrale dell'elaboratore elettronico IBM-7070 con particolari ingranditi. Le piccole dimensioni dei nuclei (anellini di ferrite del diametro di mm. 1,2) consentono di memorizzare in poco spazio un'elevata serie di dati.

Basti pensare infatti che una sola bobina di nastro permette di registrare l'equivalente di oltre 160.000 schede completamente perforate in tutte le colonne.
Nel 1960 il Centro Meccanografico Abbonamenti elaborò circa 8 milioni di schede a contenere le quali sono necessari 160 schedari per complessivi 89 metri cubi, con un peso di 480 quintali.
Col nuovo sistema elettronico i 160 schedari diventano 160 bobine di nastro magnetico con un ingombro di 1 metro cubo e mezzo ed un peso di 47 quintali.
Tecnica elettronica e logica matematica consentono di impostare il lavoro secondo un razionale ciclo operativo, che si può analizzare, studiare e preordinare così come si verifica in una catena di montaggio sulle linee di produzione in serie delle moderne fabbriche.
Oltre 8 milioni di utenti di cui oltre 2 milioni di abbonati cumulativi alla radio ed alla TV, 37.000 ore all'anno di programmi irradiati da 1000 impianti trasmittenti radio ed oltre 3.200 ore di programmi diffusi da circa 500 trasmittenti TV, inducono la RAI a migliorare continuamente la propria organizzazione aziendale nell'interesse di così gran numero di utenti sparsi in tutto il territorio nazionale.
Si consideri che per la sola gestione degli abbonamenti TV è stato compilato dal Centro Elettronico un programma costituito da oltre 100.000 istruzioni registrate.
Altre lavorazioni contabili e statistiche aziendali potranno essere via via assorbite dall'elaboratore elettronico. *A*

Si riparla della televisione a colori

(segue da pag. 49)

E' finalmente giunto il momento del "colore" tenuto in naftalina in attesa di qualcosa di meglio del sistema N.T.S.C.?
Pare proprio di sì, anche per l'autorevole e sintomatica decisione dell'Inghilterra, che solitamente è molto cauta e prudente nelle sue scelte, ad adottare senz'altro il sistema N.T.S.C. per le sue trasmissioni sperimentali sopra accennate.
E' questo comunque un argomento troppo importante per poterlo trascurare o trattarlo superficialmente: illustreremo fra non molto ai nostri lettori il risultato di un'inchiesta internazionale da noi condotta recentemente sulla TV a colori. A

Una tempesta solare ha modificato l'orbita del satellite «Echo I»

L'Ente Nazionale Aeronautico e Spaziale (NASA) ha annunciato che una violenta tempesta magnetica ha modificato nel novembre scorso l'orbita dell'Echo I, il gigantesco satellite-pallone di 30 metri di diametro, lanciato dagli Stati Uniti il 12 agosto per esperienze nello spazio come riflettore di radiosegnali.

Secondo uno studio accurato effettuato dal dr. Robert Jastrow e da Robert Bryant, due scienziati del NASA addetti al Centro per il Volo Spaziale « Goddard », il 12 novembre, quasi contemporaneamente alla comparsa della tempesta solare, il satellite artificiale americano incontrò una maggiore resistenza atmosferica, che finì per aumentare di 2 secondi al giorno il periodo orbitale. L'effetto fu rilevato per diversi giorni.

La causa più probabile del fenomeno, secondo i due scienziati del NASA, dovrebbe risalire ad « un aumento nella densità media dell'aria attraverso cui il satellite si muove », per effetto del bombardamento cui le particelle d'aria sono state sottoposte da parte delle radiazioni emesse dalle eruzioni solari.

Il conseguente risaldamento avrebbe provocato una lieve espansione della regione inferiore dell'atmosfera e un grande aumento della già modesta densità dell'aria, in corrispondenza della regione attraversata dall'« Echo I », nel suo moto di rotazione intorno alla Terra.

Come è noto, l'« Echo I » fu immesso in un'orbita quasi circolare, distante da 1.690 a 1.520 chilometri dalla superficie terrestre. Attualmente, in corrispondenza del suo apogeo (o punto più lontano), l'orbita si spinge a 2.150 chilometri, e, in corrispondenza del perigeo, si avvicina sino 1.995 chilometri. Per un giro completo intorno alla Terra, il satellite impiega attualmente 117 minuti e 24 secondi.
In precedenza, scienziati americani, tedeschi ed inglesi avevano scoperto che l'intera regione superiore dell'atmosfera « respira », ossia subisce espansioni e contrazioni, per effetto delle tempeste sulla superficie del Sole. Peraltro, l'influenza del fenomeno sui satelliti era stato avvertito soltanto una volta, circa un anno fa, con lo « Sputnik III ».

Sia l'« Echo I » americano che lo « Sputnik III » sovietico attraversano la fascia esterna Van Allen di radiazioni, la cui intensità aumenta sino a mille volte per effetto delle eruzioni solari.

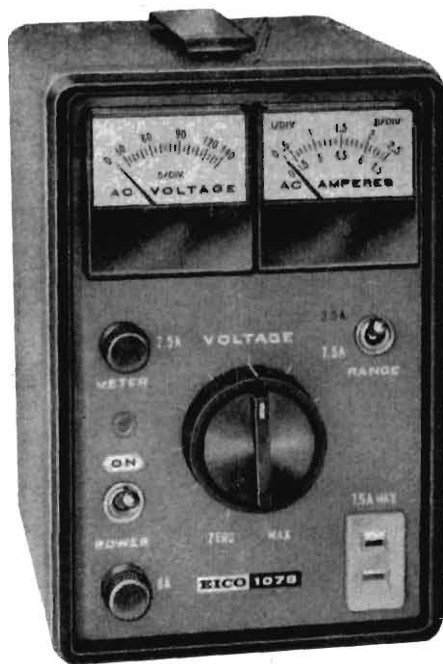
Jastrow e Bryant ritengono che l'osservazione sull'orbita dell'« Echo I » effetto della tempesta solare potrà fornire un ottimo indizio per chiarire il meccanismo effettivo del riscaldamento dell'atmosfera ad opera delle particelle solari e, quindi, accertare l'entità dell'influenza delle perturbazioni solari sulle condizioni del tempo sulla Terra.

Quella del 12 novembre è la più violenta tempesta solare che si sia verificata dopo le grandi eruzioni del 23 febbraio 1956. Nel giro di qualche giorno, due gigantesche esplosioni sul Sole hanno scaraventato, a centinaia di migliaia di chilometri nello spazio, energia diversi milioni di volte superiore a quella liberata da una potente bomba H, paralizzando tra l'altro le radiocomunicazioni intercontinentali. *(u.s.)*

La Electronic Instruments Co. (EICO) pone sul mercato, anche in forma di scatola di montaggio, due modelli di alimentatori in alternata il primo per correnti fino a 3 A, il secondo fino a 7,5 A, per tensioni di rete di 120 V.

Costituita in Roma l'Associazione italiana per il calcolo automatico

Su iniziativa di un Comitato promotore presieduto dal Prof. Mauro Picone si è costituita, il 10 dicembre 1960, l'Associazione italiana per il calcolo automatico, alla quale aderiscono matematici, docenti universitari, specialisti nel campo dell'organizzazione industriale, enti e società commerciali e industriali.
L'Associazione ha sede presso l'Istituto nazionale per le applicazioni del calcolo Consiglio Nazionale delle Ricerche, Piazzale delle Scienze 7, Roma.
Il sempre crescente numero di persone che si interessano alle discipline attinenti al calcolo automatico, all'analisi numerica ed in genere al trattamento numerico delle informazioni ed il rinnovato interesse rivolto a tale campo dagli enti più diversi, che sempre più numerosi si muniscono di moderne calcolatrici elettroniche automatiche, dimostrano quanto fecondo sia tale campo di attività e quanto notevoli speranze si pongano in esso da molte parti. È infatti ovvio quali e quanti interessanti risultati potranno attendersi dal calcolo automatico le organizzazioni bancarie, industriali e scientifiche.

L'Associazione si prefigge di contribuire al progresso delle discipline attinenti al trattamento delle informazioni, con particolare riguardo allo studio dei sistemi di elaborazione automatica dei dati, alle tecniche di impiego dei medesimi, ed alla loro applicazione ai problemi scientifici, tecnici ed organizzativi; di rafforzare i contatti e favorire la collaborazione fra tutti gli enti e le persone interessate ai problemi di calcolo automatico; promuovere il libero scambio di informazioni fra gli specialisti in merito a questioni scientifiche o tecniche relative al trattamento automatico delle informazioni; divulgare la conoscenza dei vantaggi e delle possibilità offerte dal calcolo automatico ed incrementare l'educazione scientifica e tecnica nelle discipline basilari a tale campo, anche mediante attività divulgativa e di propaganda presso le università e le scuole: favorire il coordinamento delle attività di ricerca e di studio dei vari enti italiani e facilitare gli enti di ricerca nella soddisfazione delle esigenze esistenti nel Paese. *(i.s.)*

dott. ing. Ferruccio Bebber

Oscilloscopio r.c. portatile a larga banda*

Con 39 transistori e 3 tubi, questo strumento alimentato a batteria ha una risposta di frequenza dalla continua a 5 MHz.

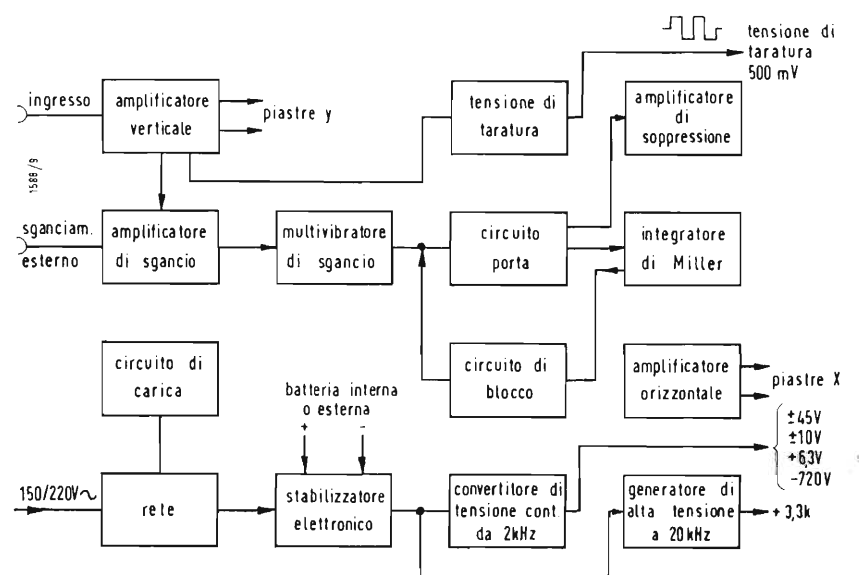



Fig. 1 - Schema a blocchi dell'oscillografo equipaggiato con transistori.

Lo STRUMENTO TEKTRONIX tipo 321 è nato dal desiderio di sviluppare un oscillografo trasportabile di elevata qualità, che possa essere adoperato anche dove non si ha a disposizione la tensione di rete industriale. Questo oscillografo può essere alimentato sia dalla rete luce sia da una batteria incorporata oppure esterna. Entro un campo di frequenze da 0 a 5 MHz esso possiede tutte le caratteristiche dei moderni oscillografi a raggi catodici, come asse dei tempi a taratura ed a sgancio, amplificatori di misura a taratura e schermo piano da 7 cm (fig. 2). È equipaggiato con 39 transistori e 3 tubi ad alto vuoto. Di nuovo, in questo oscillografo, c'è il circuito di carica che lavora automaticamente e il tubo a raggi catodici provvisto di piastre ausiliarie di deflessione per la soppressione della traccia di ritorno. In fig. 1 è rappresentato lo schema a blocchi dello strumento mentre la fig. 2 ne dà una vista. Nel seguito è descritto il circuito dello strumento, ripartito per gruppi costruttivi.

1. - AMPLIFICATORE VERTICALE

La fig. 3 mostra il circuito dell'amplificatore verticale. Un attenuatore d'ingresso, a compensazione di frequenza, serve ad evitare che venga superata la massima tensione ammissibile d'ingresso. Al fine di avere un'impedenza d'ingresso piuttosto elevata, come stadio d'entrata è impiegato un tubo elettronico (tipo 5718) in un circuito a ripetitore catodico; esso non necessita di alcuna compensazione di temperatura, la corrente di griglia è trascurabilmente piccola e la larghezza di banda è sufficientemente grande. Poiché mediante stabilizzazione della tensione di riscaldamento la deriva può essere mantenuta ridotta, in questo stadio il tubo elettronico è più economico di un transistore.

La base del primo transistore T_1 è pilotata dal catodo del tubo 5718. Questo transistore lavora in circuito di collettore e trasforma quindi l'impedenza di

(*) L'oscilloscopio TEKTRONIX mod. 321, costruito dalla TEKTRONIX INC., di Beaverton (Oregon, U.S.A.) è disponibile presso la SILVESTAR LTD. di Milano.

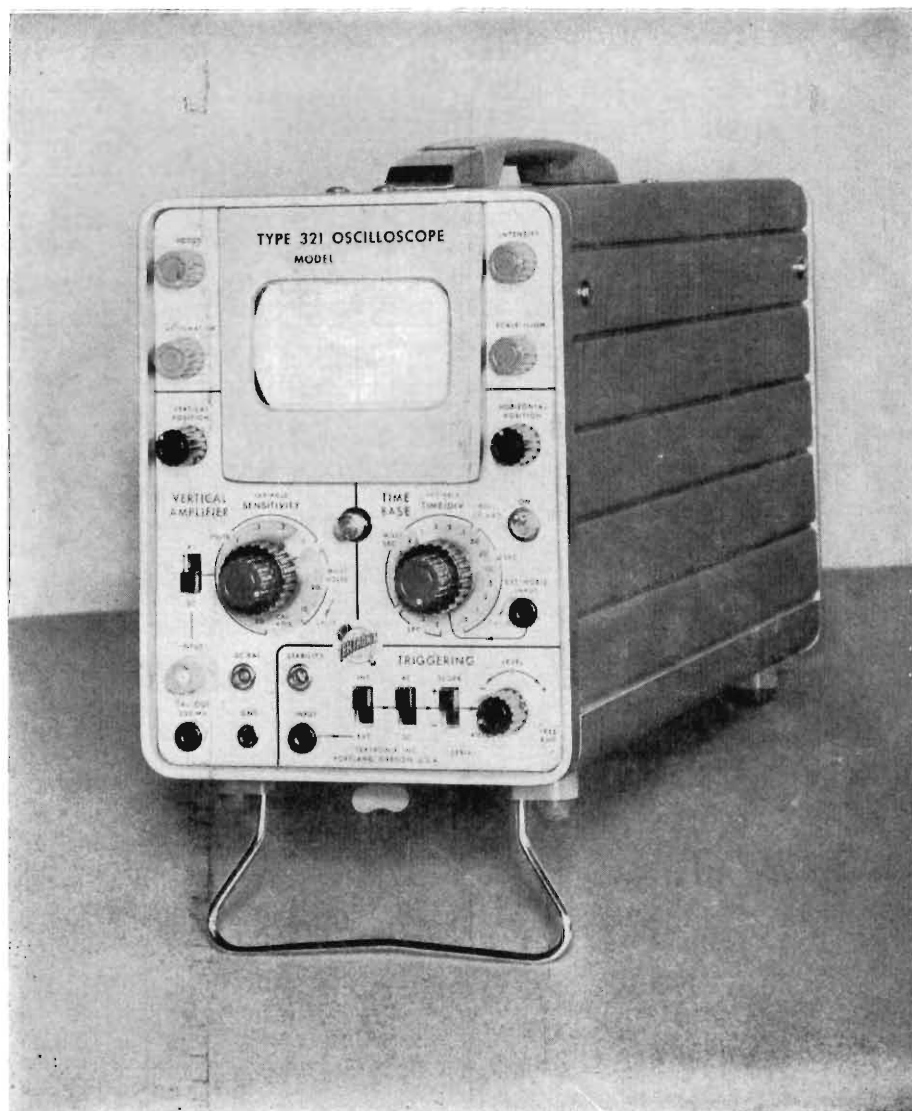



Fig. 2 - Vista dell'oscillografo TEKTRONIX tipo 321.

uscita del tubo elettronico nel valore inferiore, necessario per il pilotaggio del transistore seguente T_3. Il transistore T_2 serve per la compensazione della tensione continua. Con il potenziometro P_2 si può ottenere una simmetria esatta e precisamente in modo che divenga nulla la differenza di tensione tra gli emettitori dei transistori T_3 e T_4; allora una variazione del potenziometro P_3, per l'amplificazione fine, non provoca alcuna variazione del punto di zero. La posizione del punto viene aggiustata col doppio potenziometro P_5.

Per ottenere la desiderata larghezza di banda, è necessaria una potenza piuttosto elevata nello stadio finale. Per questa ragione entrambi i transistori finali T_7 e T_8 sono alimentati con una tensione di 45 V. Con ciò si raggiunge una tensione di uscita di più di 30 V per le piastre Y.

In generale i transistori, « drift », usualmente impiegati, sono fatti funzionare a 50 V. Il limite è determinato dalla massima potenza dissipata ammissibile. La resistenza termica dei transistori non ammette una potenza più elevata di quella qui impiegata. Un effettivo abbassamento termico nello strumento consentirebbe un assorbimento di potenza maggiore del 50%; tuttavia qui si è preferito tenere un buon margine di sicurezza. Da prove di durata è risultato che dopo 2000 ore di funzionamento non era ancora apparso alcun fenomeno di invecchiamento in 50 esempilari di tali transistori, sottoposti ad una tensione emettitore-collettore di 50 V. Veramente si deve evitare che i transistori finali vengano pilotati nel campo di saturazione perché il loro periodo di scarica termica è molto lungo. Ad esempio un segnale elevato di ingresso in bassa frequenza provocherebbe un riscaldamento interno dei transistori; con ciò aumenta anche l'amplificazione alle basse frequenze. È interessante notare il modo, con cui si è ovviato a questo inconveniente.

L'organo R-C (R_{39}, C_{11}) situato nel circuito di emettitore dello stadio finale

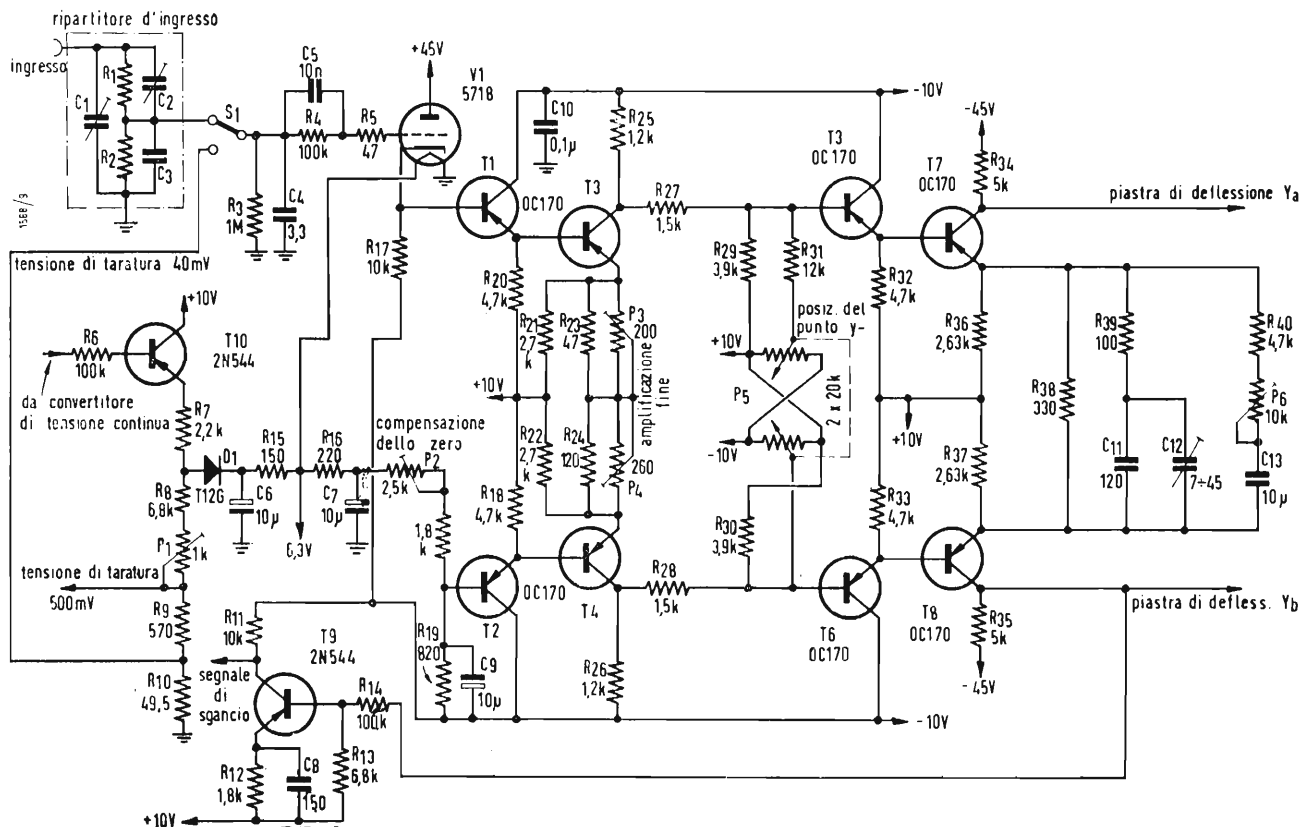



Fig. 3 - Circuito dell'amplificatore verticale con il generatore della tensione di taratura.

è dimensionato in modo da compensare l'aumento di amplificazione in c.a. verso le basse frequenze.

Poichè la elevata potenza dello stadio finale ha bisogno anche di una corrente pilota piuttosto elevata, prima dei due transistori d'uscita T_7, T_8 sono disposti ancora, come trasformatori di impedenza, due transistori T_5, T_6. In questi amplificatori vengono misurate larghezze di banda tra 5,3 e 7 MHz.

Il segnale interno di sganciamento viene prelevato all'uscita (T_8) e portato al dispositivo dell'asse dei tempi dopo amplificazione nel transistore T_9.

La tensione di taratura viene presa dal trasformatore di tensione continua, che fornisce la tensione alla maggior parte dello strumento. La tensione da 2 kHz, così prelevata, pilota l'amplificatore col transistore T_{10} fino al suo stato di saturazione. All'uscita di questo transistore T_{10} si ottine una tensione rettangolare, di elevata pendenza sui fianchi, la cui ampiezza vien tagliata dal diodo D_1 verso l'altro lato. La tensione rettangolare a 2 kHz, emessa all'uscita, ha un tempo di salita e di discesa di 1 μsec. Questo è sufficiente per il controllo della larghezza di banda e della sensibilità dello strumento.

2. - DISPOSITIVO DI SGANCIO

Questa parte del circuito è rappresentata in fig. 4. L'amplificatore d'ingresso, costituito dai transistori T_{11} e T_{12}, è un amplificatore ad accoppiamento di emettitore. Il segnale amplificato viene prelevato al collettore del transistore T_{12} e portato attraverso il condensatore C_{17} al multivibratore, costituito dai transistori T_{13} e T_{14}. Esso lavora come un circuito di Schmitt e può essere comandato a sgancio ancora ineccepibilmente con 2 MHz e sincronizzato con 4 MHz.

3. - GENERATORE DELL'ASSE DEI TEMPI (tensione a dente di sega)

Il circuito del multivibratore di comando è rappresentato in fig. 5.
Esso è costituito dai transistori T_{15} e T_{16} e serve a fissare esattamente l'inizio e la fine della tensione di deflessione. In questo modo sulla base del transistore T_{15} si presenta l'impulso differenziato d'inizio e, dopo l'inizio della operazione di deflessione, la tensione di blocco.

Quest'ultima tensione blocca il multivibratore per la durata dell'escursione, cosicchè in questo periodo non può essere nuovamente sbloccato. Quando la tensione di deflessione ha raggiunto un valore di 20V, allora,tramite il transistore di blocco T_{22}, viene applicato un segnale negativo sulla base del transistore T_{15} cosicchè il multivibratore ritorna nel suo stato normale. Questo ferma la deflessione del raggio e provoca la corsa di ritorno.

Il generatore dell'asse dei tempi è propriamente costituito dai transistori T_{19}, T_{20}, T_{21} e T_{23} e lavora come un integratore di Miller. Il condensatore C_{24} che determina il periodo è inizialmente scarico. Quando inizia l'operazione di deflessione, il condensatore dà una tensione positiva all'ingresso dello stadio a ripetitore di emettitore con il transistore T_{20}.

Questa variazione viene riportata nuovamente al condensatore C_{24} tramite i transistori T_{21} d T_{23}, che lavorano assieme come amplificatori di deflessione, in modo che la sua carica viene accelerata. La scarica del condensatore avviene soltanto mediante il segnale di scarica fornito dal multivibratore di comando attraverso il transistore T_{19} e il diodo D_4. I transistori T_{17} e T_{18} amplificano il segnale di reazione fornito dal multivibratore di comando e lo portano alle piastre ausiliarci di soppressione del tubo a raggi catodici, mediante le quali il raggio elettronico viene de-

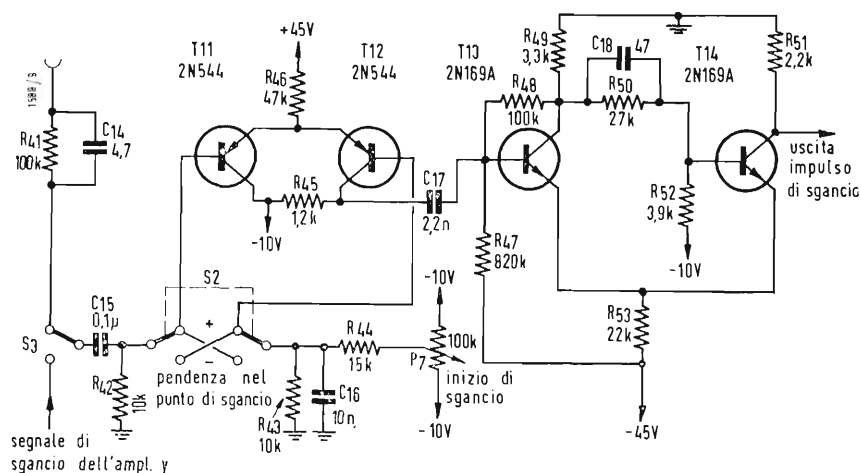



Fig. 4 - Circuito del multivibratore di sgancio.

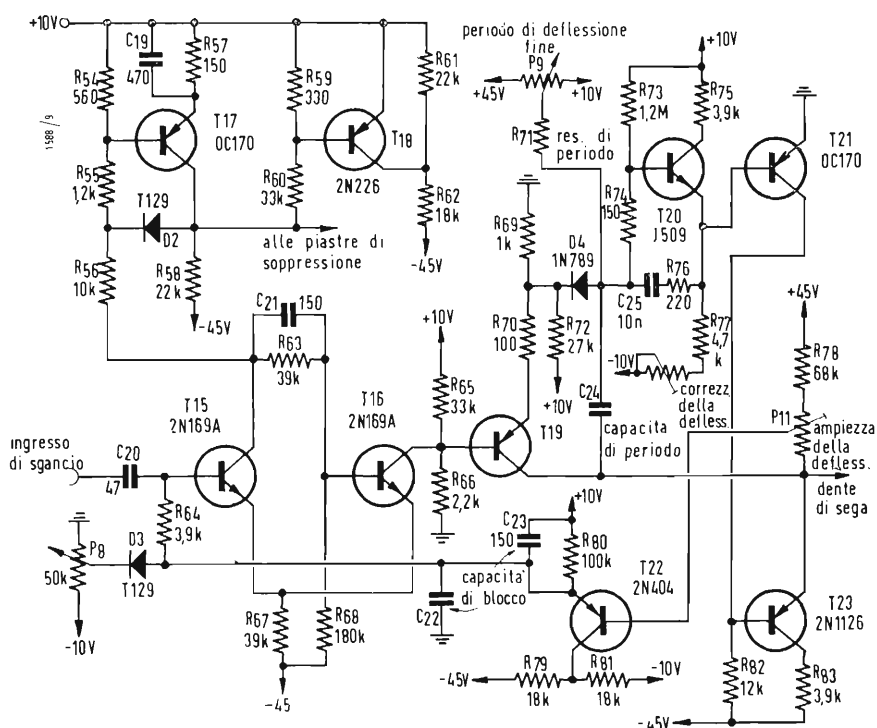



Fig. 5 - Generatore dell'asse dei tempi e amplificatore di soppressione.

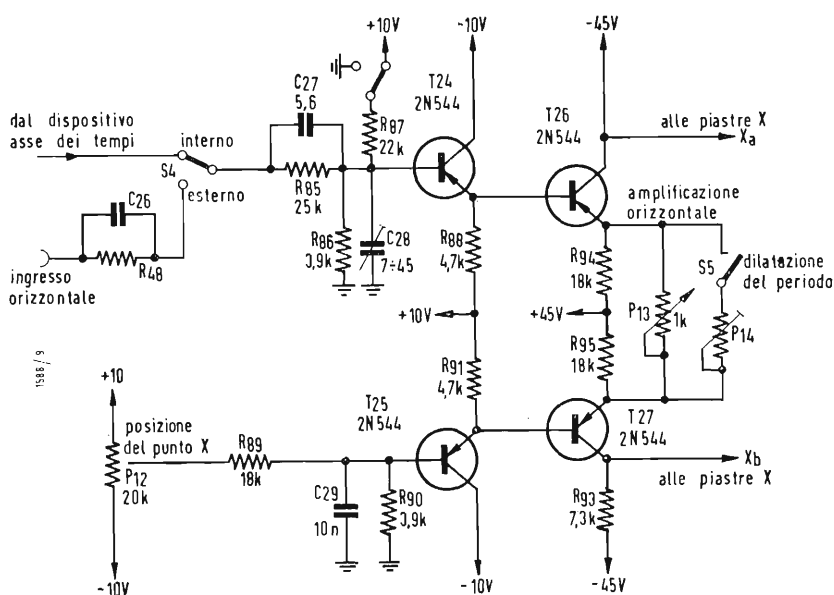



Fig. 6 - Circuito dell'amplificatore orizzontale con dilatazione del periodo.

viato fuori dallo schermo durante il ritorno.

Il segnale secondo l'asse dei tempi, amplificato nell'amplificatore orizzontale, ha una ampiezza di 20 V, per la quale è stata misurata una non linearità di 50 mV, cioè del 0,25%.

Allo scopo di mantenere piccolo l'errore di tempo, nel generatore dell'asse dei tempi è stato impiegato un transistore al silicio T_{20} con elevata amplificazione di corrente ed esigua conduttanza. Mediante un dimensionamento adeguatamente grande delle capacità di carico-esse devono essere più grandi che non i tubi a vuoto si mantiene una notevole precisione entro un grande campo di temperature. Poichè il diodo D_4 collega l'un con l'altro gli elementi che determinano il periodo di deflessione, esso deve avere una conduttanza bassa, e affinchè le frequenze elevate di deflessione siano ancora lineari occorre che questo diodo abbia un tempo breve di risposta.

4. - DEVIAZIONE DELLA TRACCIA DI RITORNO

Poichè la griglia del tubo a raggi catodici si trova ad un potenziale di 670 V, è difficile generare un segnale di soppressione adeguato da applicare alla griglia. In questo apparecchio il tubo a raggi catodici è stato perciò provvisto di una coppia ausiliaria di piastre di deflessione, con le quali, dopo la fine della corsa in avanti, il raggio viene portato fuori dallo schermo. Dopo la fine della corsa di ritorno il raggio torna nel campo visivo. In fig. 6 si può vedere il tubo a raggi catodici di questo oscillografo con il suo sistema ottico-elettronico. Le piastre di deviazione della traccia di ritorno sono disposte direttamente dietro al sistema generatore del raggio. La tensione applicata per portare il raggio fuori dallo schermo è di circa 25 V. Questo tipo di deviasione della traccia di ritorno ha il vantaggio che la corrente catodica del tubo rimane costante e perciò non è critica la resistenza interna dell'alimentatore del tubo. Del resto, poiché la griglia rimane libera, per la deviazione si può agire sulla griglia esternamente senza difficoltà. Il tubo a raggi catodici possiede inoltre, al posto del sistema tradizionale di riscaldamento da 4 W, una potenza di riscaldamento di solo 2 W. Le aspirazioni più recenti dei costruttori sono rivolte a creare tubi con una potenza di riscaldamento di soli 0,68 W.

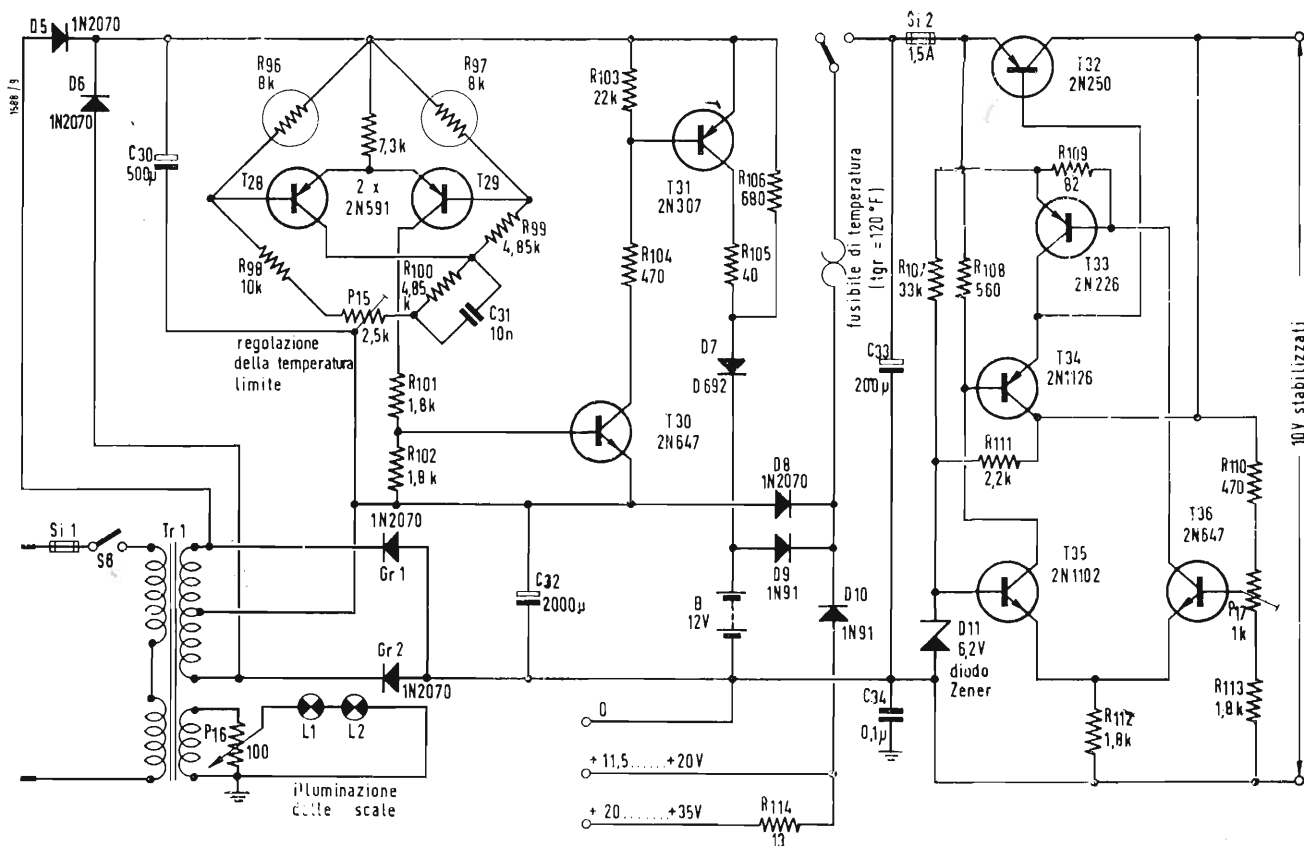



Fig. 7 - Alimentatore elettronicamente stabilizzato con dispositivo di carica.

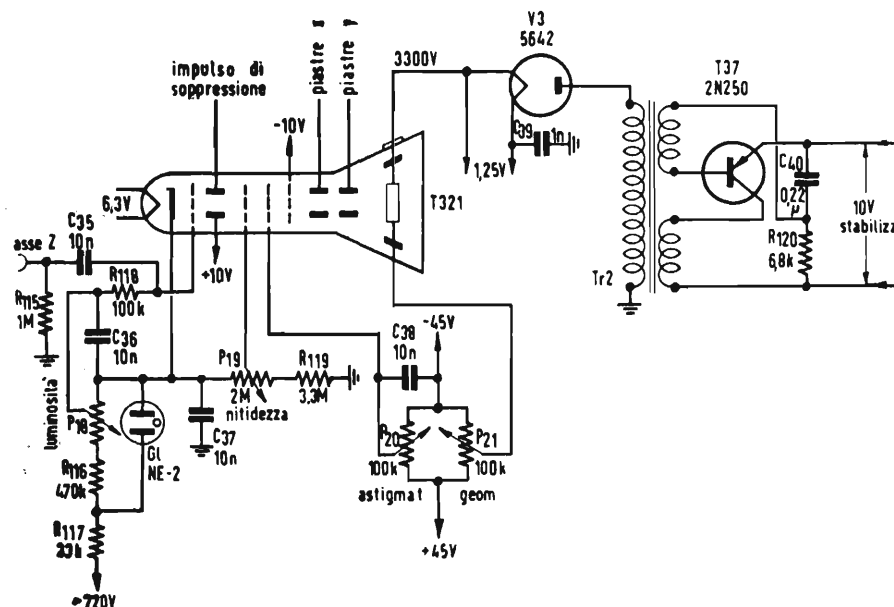



Fig. 8 - Circuiti del tubo a raggi cat. e generatore di alta tensione per l'accelerazione aggiuntiva.

5. - AMPLIFICATORE ORIZZONTALE

La fig. 7 mostra il circuito dell'amplificatore orizzontale (X) con compensazione della temperatura. Entrambi gli stadi a ripetitore di emettitore, costituiti dai transistori T_{24} e T_{25}pilotano gli amplificatori finali (transistori T_{26} e T_{27}). La tensione così raggiunta è di circa 30 V. Questa tensione non è tuttavia sufficiente per comandare a fondo le piastre X di deflessione orizzontale.
Perciò le coppie delle piastre di deflessione sono state tra di loro scambiate e le piastre per l'asse dei tempi avvicinate al catodo. Con ciò si raggiunge una maggiore sensibilità in direzione orizzontale e precisamente una sensibilità di 1,5 V per divisione della scala con una larghezza di banda da 0 a 1 MHz. Con il commutatore S 5 può essere aumentato di cinque volte l'amplificazione e cioè la dilatazione secondo l'asse dei tempi.

6. - BATTERIE E DISPOSITIVO DI CARICA

L'assorbimento di potenza dell'oscillografo è di circa 9,2 W, dei quali oltre la metà sono spesi per il riscaldamento dei tubi. Nel servizio con alimentazione interna questa potenza viene fornita dall'accumulatore al nickel-cadmio. Tali accumulatori hanno una curva molto piatta di scarica. È difficile poter determinare esattamente lo stadio di carica; perciò la carica si effettua a tensione costante, poichè quella a corrente costante esigerebbe un interruttore a tempo o la sorveglianza dell'operazione di carica. Allo scopo di poter caricare senza inconvenienti, escludendo la sorveglianza , si impiega il circuito secondo la fig. 8.

Il circuito di carica comprende il termistore R_{96}, il quale è inserito in un circuito a ponte e controlla la temperatura della batteria durante la carica. Quando l'accumulatore è vicino alla carica piena, aumenta la potenza dissipata in calore e diminuisce quella di carica. All'aumento della temperatura il ponte risulta più o meno fortemente sbilanciato, e di conseguenza viene regolata la tensione di carica attraverso i transistori T_{28}, T_{29}, T_{30} e il transistore T_{31}, che si trova con il diodo D_7 in serie dell'accumnlatore.
Poichè l'oscillografo deve lavorare con diverse temperature d'ambiente, nel circuito a ponte è inserito il termistore R_{97}, il quale agisce in modo che la regolazione della carica avvenga solo quando la temperatura della batteria supera di circa 7°C la temperatura ambiente.
La capacità degli accumulatori al nickel-cadmio è di circa 4,3 Ah. Perciò con un assorbimento continuo di 0,8 A si ha una durata di servizio di circa 5 ore.

7. - ALIMENTATORE STABILIZZATO

La sezione elettronicamente stabilizzata di alimentazione regola le variazioni che avvengono sul lato primario, che siano tra 11,5 V e 35 V. Entro questo campo la tensione ottenuta in uscita è sempre esattamente 10 V. Per la tensione di confronto esiste un diodo Zener D_{11}.
Tra la tensione continua di ingresso e l'uscita è inserito il transistore di potenza T_{32}, la cui resistenza termica di 4° C/W non deve essere superata per non elevare in modo inamissibile la temperatura dei cristalli. Per questo motivo il transistore è fissato sulla pa-

Tabella 1. - Confronto delle caratteristiche dell'oscilloscopio a transistori ed altro a tubi della stessa casa.

	A tubi	A transistori
consumo di potenza	175 W	12 W
peso	11 Kg	6,1 Kg
larghezza di banda	0...4 MHz	0...5 MHz
fattore di deflessione	0,1 V/divisione di scala	0,01 V/divisione di scala
dimensioni	25 × 17 × 43 cm	22 × 14,4 × 40 cm
equipaggiamento	30 tubi + tubo a raggi cat.	39 transistori + 2 tubi + + tubo a raggi cat.
tensione di esercizio	105...125 V 50...800 Hz	105...125 V, 50...800 Hz 11,5...35 V batt. est. 12,0 V batt. int.
sicurezza .... robustezza	— —	maggiore maggiore
durata	—	più lunga

rete posteriore dello strumento, dove dispone del massimo raffreddamento possibile. L'uscita a 10 V dell'alimentatore elettronicamente stabilizzato alimenta le altre sezioni di alimentazione. Tutte le tensioni, ad eccezione di quella per l'accelerazione aggiuntiva del raggio catodico, sono prelevate da un convertitore di tensione continua che lavora con una frequenza di commutazione di 2 kHz. La frequenza di 2 kHz risulta da un compromesso tra le esigenze di filtraggio e di rendimento.
Per evitare un reciproco influsso tra la sezione orizzontale e quella verticale, sono stati impiegati raddrizzatori e mezzi di filtraggio separati.
La tensione di 3,3 kV necessaria per l'accelerazione aggiuntiva del raggio catodico viene generata in un oscillatore separato per alte tensioni. Il circuito dell'oscillatore è rappresentato in fig. 8 assieme ai circuiti propri del tubo. Il transistore T_{37} forma con il trasformatore Tr_2 un circuito di reazione, sul cui avvolgimento secondario viene prelevata l'alta tensione, che è poi portata dopo raddrizzamento in un diodo ad alto vuoto 5642, all'elettrodo di accelerazione aggiuntiva del tubo a raggi catodici. La frequenza dell'oscillatore è d. 20 kHz. Come raddrizzatore è stato impiegato un diodo ad alto vuoto poiché non sono disponibili in commercio diodi semiconduttori per tensioni così elevate e perché nei diodi semiconduttori la corrente nel senso di sbarramento è già dell'ordine di grandezza della corrente di carico.
Nella tabella riportata sono messe a confronto le caratteristiche di questo strumento con quelle di un oscillografo, equipaggiato con tubi, di uguale fabbrica e di prezzo simile. *A*

Le conquiste spaziali accentuano l'interesse per l'energia solare

Parlando al convegno invernale dell'Associazione Americana degli Ingegneri Meccanici (ASME) l'esperto di problemi di energia solare John I. Yellott ha dichiarato che i successi conseguiti da satelliti americani nello spazio hanno considerevolmente accresciuto in numero ed importanza i centri americani per le ricerche sull'energia solare.
I risultati sono già incoraggianti, come è stato ampiamente dimostrato dalla riuscita dei dispositivi solari montati sul « Tiros I » e sul « Vanguard I ». Ma le applicazioni dell'energia solare sono ancora troppo costose per competere con le fonti convenzionali di energia. Ad esempio, le pompe ad energia solare possono essere adottate vantaggiosamente soltanto in zone tropicali ricche di radiazioni solari, ma prive di elettricità e di combustibili fossili. In alcune regioni aride, gli alambicchi solari che trasformano l'acqua salsa in potabile potranno essere di pratica utilità per l'approvigionamento dell'acqua da bere.
Il riscaldamento di abitazioni e di piccoli edifici adibiti ad uso d'ufficio continua ad essere una delle più promettenti applicazioni dell'energia solare. Tra gli impianti più recenti, figurano quelli entrati in funzione a Lexington (Massachusettes) e a Tokyo. *(u.s.)*

dott. ing. Winfried Winkler

Le irradiazioni di disturbo e loro misurazione nei sintonizzatori TV

PER IRRADIAZIONE di disturbo si intende la irradiazione emessa dall'oscillatore di un apparecchio che disturba un altro ricevitore collocato vicino, che per caso si trovi in sintonia colla onda fondamentale o con una armonica di tale oscillatore.

La irradiazione di disturbo è quindi una caratteristica di tutti i ricevitori funzionanti secondo il principio della supereterodina, e quindi della maggior parte degli apparecchi radioriceventi e di tutti i televisori.

In un primo tempo l'industria costruttrice di ricevitori ha dato poca importanza a tale difetto degli apparecchi da essa realizzati. Ciò ci spiega facilmente con il fatto che la irradiazione dell'oscillatore di un apparecchio non disturba la ricezione dello stesso apparecchio.

Con la sempre crescente densità dei ricevitori, la sempre minore disponibilità di canali e la corrispondente maggiore probabilità di disturbi, sorgono però dei problemi che ora non si possono più ignorare e che in molti paesi sono già stati disciplinati dalla legge o da disposizioni aventi carattere quasi legale. Però, anche laddove un intervento legale contro le irradiazioni di disturbo non è ancora possibile, come p. es. in Italia, il senso di responsabilità tecnica di tutte le ditte serie occupate in questo settore, le ha indotte ad orientare tutti i loro sforzi alla diminuzione del pericolo di disturbo.

La prevenzione dei disturbi è particolarmente importante nel campo della televisione, non solo perchè anche una energia di disturbo relativamente esigua influenza molto sfavorevolmente la ricezione, ma anche perchè la stretta vicinanza degli apparecchi riceventi e delle antenne, ed il collegamento di più apparecchi attraverso la antenne collettive, fanno si che persino le piccole energie disturbatrici diventino fonti di gravi disturbi.

I problemi delle irradiazioni di disturbo nei televisori, data l'attuale diffusione di un programma unico, potevano finora sorgere solamente in quelle zone nelle quali si sovrapponevano i campi di due stazioni trasmittenti con frequenze diverse e quindi con diverse differenze rispetto alla media frequenza. Però, coll'introduzione del secondo programma, i disturbi causati dalle armoniche superiori diventeranno sempre più probabili, anche perchè la sensibilità degli apparecchi riceventi è in continuo aumento. Il fattore di rumore, ora relativamente alto nei sintonizzatori UHF, tra breve si avvicinerà sicuramente al limite teorico di 1 kT_0, specialmente per merito del progresso della tecnica dei semiconduttori. Ma allora gli apparecchi riceventi attuali saranno ancora in funzione. Si deve quindi cercare fin d'ora di limitare al massimo le irradiazioni degli oscillatori, a meno che non si voglia precludere a priori la via al progresso tecnico.

Sorge ora la domanda: fino a quale limite una tale restrizione, ottenibile indubbiamente solo con maggiori difficoltà tecniche e quindi con una maggiorazione dei costi di produzione, potrà essere ragionevolmente giustificata, ed inoltre, come si potrà realizzare una tale regolamentazione? Il limite di convenienza dipende naturalmente dal rapporto segnale/disturbo prestabilito e perciò tenderà a spostarsi sempre più verso le intensità di campo minori.

Le disposizioni più severe in questo settore sono attualmente quelle promulgate dalle Poste Federali Tedesche, le quali interdicono l'esercizio di apparecchi che presentino nelle bande televisive I e III una irradiazione d'onda fondamentale, misurata ad una distanza di 30 m, maggiore di 50 μV/m e di 150 μV/m rispettivamente, ed una irradiazione di armoniche superiori maggiore di 30 μV/m, Per le bande IV e V è invece prescritto di non superare una irradiazione misurata alla distanza di 10 m. di 450 μV/m per la fondamentale e 90 μV/m per le armoniche. Tale regolamentazione è stata approvata in diversi altri paesi europei. Anche in America le disposizioni FCC sono state notevolmente inasprite. Tutte queste disposizioni sono però applicabili solo mediante la precisa definizione di un procedimento di misurazione, di applicazione rapida e indipendente dal luogo di esecuzione.

Secondo la teoria di Maxwell avviene un trasporto d'energia elettromagnetica senza conduttore solo nel caso in cui esista una corrente di spostamento dielettrica orientata contrariamente alla caduta di potenziale, cioè una corrente fittizia, che sembra si propaghi cortocircuitandosi nell'isolatore. Allora, e solo allora, il vettore prodotto dell'intensità di campo magnetico per l'intensità del campo elettrico darà un sistema destrorso insieme al vettore d'irradiazione *S* uscente dalla sorgente, il cosiddetto vettore Poynting, il cui valore è uguale alla energia irradiata nell'unità di tempo e la cui direzione è uguale a quella della irradiazione:

$$\gamma = \mathbf{S} = \left[\mathbf{K} . \mathbf{H} \right]$$

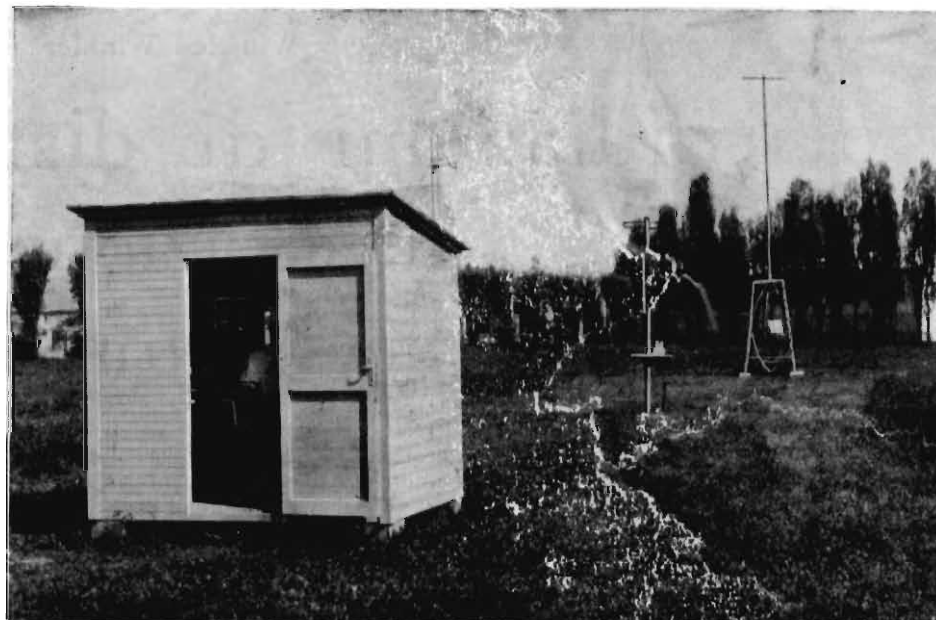
La misurazione esatta della irradiazione dovrebbe essere quindi basata sulla determinazione dell'energia d'irradiazione che attraversa una superficie chiusa comprendente la sorgente.

L'unità di misura del vettore d'irradiazione di esprime, secondo la definizione delle intensità di campo, come una potenza per unità di superficie (W/m^2).

Dal punto di vista teorico sarebbe quindi possibile ed esatto determinare mediante l'integrazione dell'involucro del vettore Poynting la potenza d'irradiazione, e quindi la irradiazione totale di disturbo. Praticamente però, ciò è possibile solo coll'irradiatore sferico, poichè in tal caso le linee di campo *F* e *H* sono cerchi concentrici chiusi, e il calcolo di un elemento dell'involucro vale anche per gli altri elementi che si trovano alla stessa distanza.

Tuttavia l'irradiazione di disturbo differisce sempre da tale sorgente d'irradiazione ideale. La irradiazione d'energia attraverso i singoli elementi di una superficie sferica concentrica, non avrebbe quindi lo stesso valore. Di interesse pratico è però solo il punto di massima densità d'irradiazione, che coincide con la direzione di massima intensità di irradiazione, e non l'integrale di tutto l'involucro, perchè un ricevitore che si trovi lungo una tale direzione viene disturbato al massimo. Questo caso è particolarmente importante per l'irradiazione di disturbo dell'antenna, perchè la irradiazione massima direzionale dell'antenna è quasi sempre assorbita dalle antenne vicine, montate con la stessa orientazione. La misurazione può quindi essere limitata alla zona di massima densità d'irradiazione, cioè alla determinazione della intensità di campo massima.

Un'altra domanda è questa: da quale

Fig. 1 - Posto per la misura delle irradiazioni realizzato dalla LARES s.p.a. Sul tetto della casetta è posta l'antenna di ricezione. A dieci metri da questa è la prima antenna, alla cui base è posto l'oggetto da misurare. A trenta metri è la seconda antenna.

distanza si deve misurare? Da quanto esposto più sopra si potrebbe dedurre che la distanza non abbia importanza, poichè la densità d'irradiazione dipende solo dall'angolo spaziale. Ciò vale però soltanto per brevi distanze, per le quali la misurazione è molto difficile a causa della complicate forme geometriche delle figure di irradiazione e di ricezione. Considerando inoltre che il più delle volte si tratta di almeno due irradiatori distanziati tra di loro, l'antenna e lo chassis, ai quali in certi casi si aggiunge il complesso a media frequenza, sarà opportuno eseguire le misurazioni alla massima distanza possibile, ammesse dalla sensibilità dello strumento di misura e dal limite prescelto; anche perchè ad una breve distanza possono verificarsi delle condizioni d'interferenza.

Ulteriore domanda può essere la seguente: in che modo si deve misurare? Il metodo di misurazione è infatti di importanza determinante per la riproducibilità e per la definizione delle norme. In via di massima si deve notare che il risultato della misura non deve e non può fornire alcuna indicazione sul valore che assumerà in pratica l'intensità del campo di disturbo, dato che questa dipende in modo determinante dal luogo d'installazione.

Negli USA onde evitare, o almeno tener basse le possibilità di riflessione e di assorbimento, si è fatta la misurazione fra due torri di circa 10 metri di altezza. Tale sistema è relativamente costoso, anche perchè esso sembra utilizzabile solo per la determinazione delle irradiazioni di disturbo delle antenne. Tali irradiazioni si possono però misurare e calcolare facilmente in laboratorio mediante una semplice misurazione delle tensioni ai morsetti dell'antenna, eseguite per es. con il Polyscop della R. & S., tenendo conto di eventuali errori di adattamento dell'impedenza. La potenza di disturbo irradiata attraverso lo chassis ed il complesso a media frequenza, che sovente rappresenta gran parte della totalità della potenza di disturbo, non si può però determinare praticamente con il sistema delle torri date le difficoltà d'installazione e d allacciamento alla tensione della rete.

Nella Repubblica Federale Tedesca si è cercato di eliminare tali difficoltà stabilendo delle precise disposizioni riguardanti il posto di misura. Esse stabiliscono che entro un dato raggio dal posto venga possibilmente eliminato qualsiasi corpo atto a riflettere e ad assorbire l'irradiazione, che tutti i cavi siano interrati e condotti perpendicolarmente rispetto all'apparecchiatura, ecc. La capanna adibita alla misurazione, indispensabile come protezione contro le intemperie, deve essere costruita interamente in legno o altro materiale isolante, e sono vietati perfino i chiodi e le cerniere di metallo. Con indifferenza veramente burocratica la Direzione delle Poste ignora però che gli apparecchi necessari per le misure installati nella capanna rappresentano una sorgente di errori ben più seria.

Tuttavia è ben difficile trovare un posto di misura talmente perfezionato anche

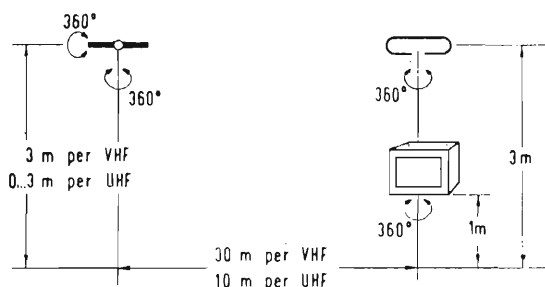



Fig. 2 - Disposizione schematica per le misure di irradiazione.

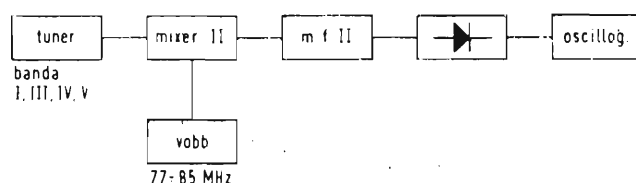
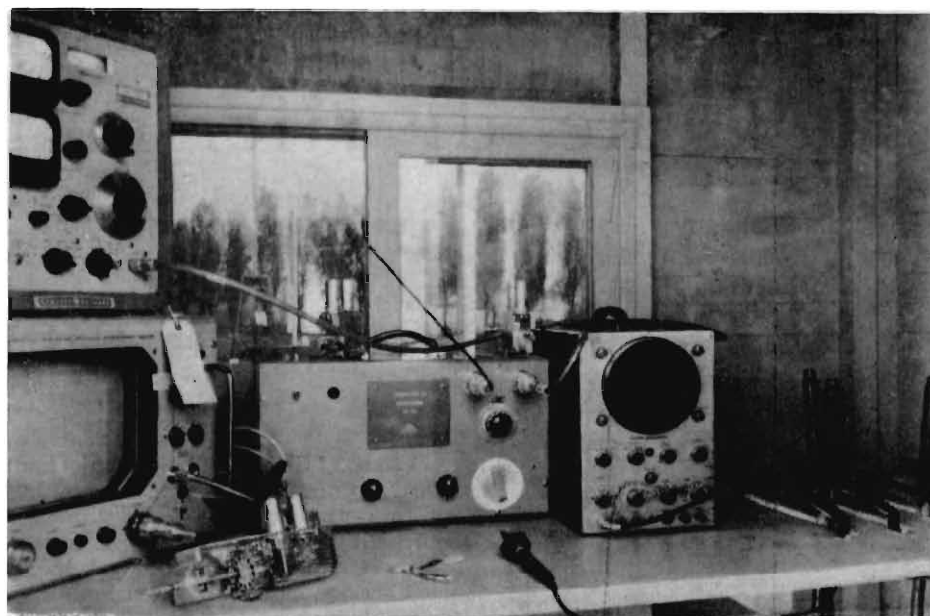



Fig. 3 - Schema a blocchi del misuratore dell'intensità di campo a visione panoramica.

Fig. 4 - Strumentazione per la cabina destinata alle misure di irradiazioni. Si vedono: a sinistra il generatore UHF - hp - 612 c, sotto, il poliscopio R & S; al centro, il misuratore di irradiazioni da 94 a 220 MHz e da 470 a 790 MHz. All'estrema destra sono le leve per muovere orizzontalmente e varticalmente le antenne e l'oggetto da misurare.

presso le più grosse aziende. L'esperienza ha infatti dimostrato che persino grandi costruzioni, come edifici, recinti metallici e linee d'energia elettrica ad alta tensione, purchè si trovino a più di 30 metri di distanza dal posto di misura, non influenzano sensibilmente il risultato. Lo stesso vale anche per i cavi posati sul terreno. Le zone vicine (circa 3 metri) attorno alla sorgente di disturbo e all'antenna di ricezione dovrebbero però essere tenute sgombre, in particolare le persone non dovrebbero sostare entro tale raggio e lungo la linea di misura. Ciò vale per la gamma VHF, ma soprattutto per la gamma UHF, a causa dell'elevato effetto direzionale.

Se vengono soddisfatte tali condizioni le misure eseguite in vari posti danno una corrispondenza abbastanza buona.

In un primo tempo le limitazioni riportate dalle norme riguardarono l'intensità di campo espressa in μV/m. Le più recenti disposizioni valevoli nella Repubblica Federale Tedesca definiscono però il limite per la gamma UHF mediante l'indicazione della densità d'irradiazione e della densità di potenza; cioè mediante il vettore Poynting, come si usa nella tecnica delle trasmissioni per la gamma dei centimetri e per quella dei decimetri. In pratica queste grandezze si misurano in modo molto semplice mediante la determinazione della potenza immessa in un dipolo di caratteristiche specificate e posto ad una altezza fissata tenendo conto delle tarature del generatore. Dato che nella gamma UHF l'intensità di campo dipende in minore misura dalla frequenza di quanto non succeda nella gamma VHF, è sufficiente utilizzare per la taratura un posto di misura con caratteristiche costanti nel tempo, ed un'antenna sintonizzata nel centro della gamma. Questa antenna, insieme alla sua linea e ad un generatore calibrato può servire come standard normale. Mediante un impianto di ricezione, collocato alla distanza di 10 metri e formato da una antenna, spostabile in altezza tra 0 e 3 metri, orientabile e variabile nel piano di polarizzazione, e da uno strumento di misura dell'intensità di campo, si rileva la massima tensione dell'antenna di ricezione in funzione della frequenza. Il diagramma ottenuto, chè va controllato di tempo in tempo, indica per tutte le misurazioni eseguite da questo posto e in questa gamma il valore limite superiore. Nella zona VHF si può procedere in modo analogo, però bisognerà sostituire di volta in volta l'antenna per tutte le singole gamme e variare le potenze di immissione. Con tale procedimento vengono teoricamente eliminate tutte le cause di errori locali indipendenti dal tempo.

Onde tener bassi anche gli errori dovuti all'apparecchio stesso si è passati dallo impiego del misuratore dell'intensità di campo munito di strumento indicatore, basato sul principio del voltmetro selettivo, all'utilizzo del principio della visione panoramica. Questo misuratore dell'intensità di campo a visione panoramica (fig. 3 e fig. 4) è composto essenzialmente da un sintonizzatore VHF e UHF, da un vobulatore regolabile a mano (la cui frequenze compie una escursione attorno alla seconda media frequenza di un amplificatore media frequenza a banda stretta, e perciò a basso rumore, ed al di sopra della media frequenza del sintonizzatore), da un demodulatore e da un oscillografo. Il vobulatore registra quindi sullo schermo dell'oscillografo la parte dello spettro di rumore che si trova nella gamma in entrata, e perciò anche tutti gli altri disturbi esistenti in questa gamma, purchè essi si trovino al di sopra del livello di rumore. Dato che la gamma esaminata dallo spettro, corrispondente alla escursione del vobulatore, è di circa 7 MHz, la sorgente di disturbo può essere facilmente individuata e si può anche agevolmente determinare l'intensità d'irradiazione in funzione della posizione dello chassis e delle antenne di irradiazione e di ricezione. Dopo aver accertato il valore massimo, l'antenna di ricezione viene disinserita ed il generatore di misura, regolato sulla frequenza di disturbo, viene collegato, possibilmente attraverso una leva a tre posizioni, all'entrata del misuratore. Si regola poi la tensione del generatore fino ad ottenere una indicazione uguale a quella del disturbo precedentemente controllato ed infine si legge direttamente sul suo strumento la tensione di disturbo. Coll'ausilio del ricevitore panoramico, dei generatori di confronto per le gamme UHF e VHF e con l'impiego del posto di misura della ditta Lares, attrezzato con telecomandi meccanici ed elettrici per le antenne di ricezione e di emissione e per la rotazione dello chassis, si possono controllare in un'ora circa i sintonizzatori VHF per tutte le frequenze di disturbo comprese nelle gamme televisive. Si tenga conto che un sintonizzatore a 10 canali richiede non meno di 30 misure distinte.

Il controllo di un sintonizzatore UHF per 8 frequenze si può eseguire in 15 minuti circa. Si può quindi ritenere che una tale apparecchiatura soddisfi tutte le esigenze dettate dalle necessità di un efficace controllo della produzione. A.

G. C.

Tensione di riferimento ottenute mediante pile al mercurio*

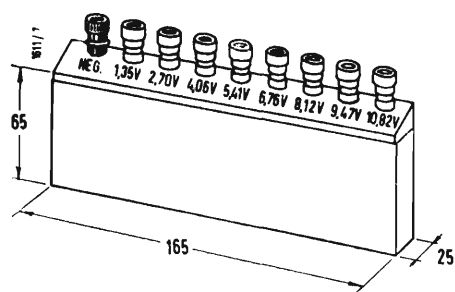



Fig. 1 - Disposizione della batteria.

MOLTI CIRCUITI elettronici hanno trovato nell'equipaggiamento del laboratorio di prova, grande utilità nell'impiegodi una sorgente di tensione continua estremamente stabile per scopi di calibrazione, taratura e tensioni di riferimento, più economica e maneggevole delle consuete pile campione.

Le peculiari caratteristiche della pila al mercurio, già descritta su questa Rivista (Novembre 1956, n. 11) forniscono un dispositivo molto comodo per una batteria di riferimento.

La stabilità di tensione è garantita entro $\pm 0,5\%$ sulla forza elettromotrice nominale. La precisione di questa forza elettromotrice è dovuta all'elevata purezza dei componenti della pila, inoltre questa stabilità di tensione di mantiene per oltre tre anni dalla data di fabbricazione. Esistono dei campioni di pile al mercurio che sono rimasti inattivi anche per dieci anni e che hanno mantenuto una precisione di tensione dell'ordine di grandezza del mezzo per cento.

Per brevi periodi queste batterie di riferimento possono garantire una riproducibilità della tensione di circa una parte su un milione, come è stato determinato da calibrazioni potenziometriche. Un altro pregio di queste batterie è costituito dalla loro robustezza meccanica e dalla possibilità di sopportare corti circuiti accidentali per brevi periodi senza danneggiare la precisione della tensione.

Gli ordinari campioni di tensione (ad esempio pile Weston, devono essere trattate con estrema delicatezza, perché un corto circuito accidentale danneggia irrimediabilmente la precisione del riferimento. La costruzione della batteria di riferimento di tensione comprende diverse tensioni, accessibili mediante morsetti, con incrementi di 1,35 V.

Questo dispositivo, che comprende diverse tensioni; è molto comodo e permette molteplici applicazioni.

La disposizione della batteria (visibile nella figura 1) comprende tensioni da 1,35 a 10,82 V.

Prima di descrivere alcune interessanti applicazioni, esaminiamo alcune condizioni di funzionamento.

Nella figura 2 è esposta in forma di diagramma, la variazione di tensione in funzione della temperatura ambiente e del carico (sono previsti carichi molto bassi, fino a 100 microampere di erogazione continua). Questa batteria non varia di tensione sotto forti regimi vi-

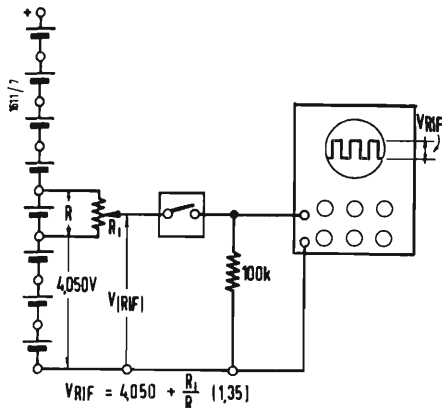



Fig. 3 - Schema per la calibrazione di un oscillo scopio.

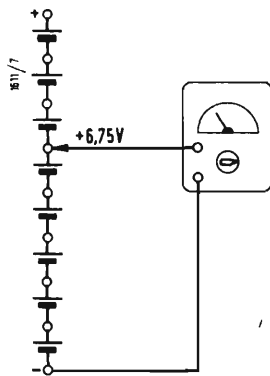



Fig. 4 - Uso per calibrazione diretta di voltmetri

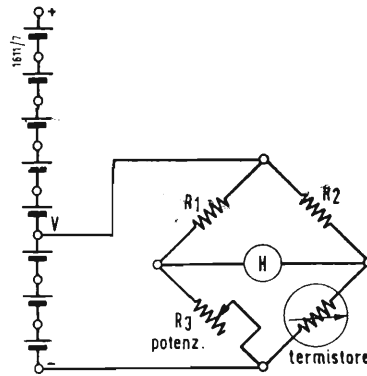



Fig. 5 - Uso nei ponti di misura della temperatura.

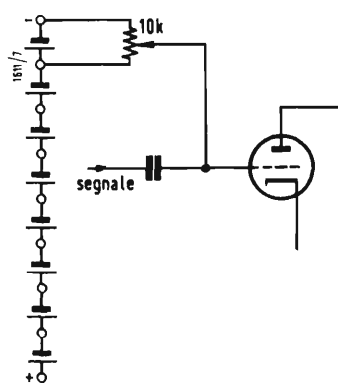



Fig. 6 - Schema di inserzione per una polarizzazione fissa di griglia.

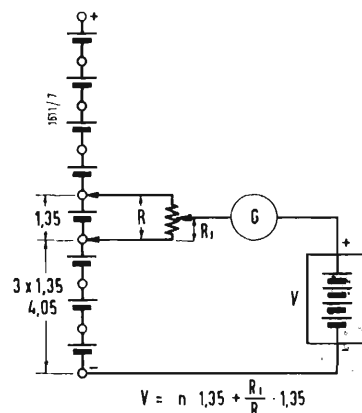



Fig. 7 - Metodo potenziometrico di riduzione a zero della lettura di un galvanometro.

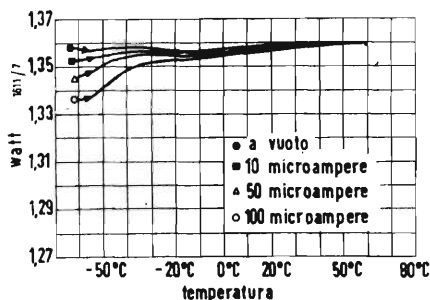



Fig. 2 - Variazione dell'erogazione in funzione della temperatura per diversi carichi.

(*) La batteria descritta è costruita dalla MALLORY BATTERY Co. 76 S, Gray Street, Indianapolis 6, U.S.A.

bratori ed opera in qualsiasi posizione. I corti circuiti accidentali, da qualche secondo, fino ad alcuni minuti, non danneggiano questa sorgente di tensione di riferimento. La forza elettromotrice viene ristabilita in un periodo di tempo che va da alcuni minuti ad alcune ore, dipendendo dalla natura del corto circuito.
L'impedenza della batteria si può calcolare nell'ordine da 0,5 a 1 Ω per elemento in serie, molto più bassa cioè degli altri campioni di tensione che hanno una impedenza approssimativamente di 500 Ω.

1. - APPLICAZIONI

1.1 - Calibrazione di oscilloscopi

Nella fig. 3 è indicato lo schema di inserzione per la calibrazione di un oscilloscopio.
Occorre un potenziometro di precisione ed un interruttore periodico. Sullo schermo è visibile l'onda quadra in tal modo generata, la cui tensione viene calibrata.

1.2. - Calibrazione diretta di voltmetri e voltmetri a valvola

Nel caso sia richiesto l'uso di un potenziometro, la resistenza di questo deve essere al minimo di 1000 Ω per elemento in serie della batteria. (fig. 4).

1.3. - Ponti di misura della temperatura

Nella misura delle temperature con sistemi a ponte è molto utile avere una tensione di riferimento quale viene fornita dalla pila di tensione da noi descritta.
Nei ponti che utilizzano un termistore, i paramenti P_1, P_2, P_3, V_4, V nella figura 5 descritta, devono essere scelti in accordo col tipo di termistore; la scelta del termistore dipende dai fattori di dissipazione e dall'intervallo temperatura misurato. I ponti di questo tipo forniscono la loro massima sensibilità quando i bracci sono eguali.
R_3 può essere un potenziometro di precisione e può essere un galvanometro oppure un voltmetro molto sensibile. La scelta della presa sulla batteria deve essere fatta in modo che il termistore assorba la minima corrente, certamente deve essere inferiore ad un milliampere. Calibrando il termistore in ohm in funzione della temperatura, può essere tracciata una curva che si usa per una lettura diretta. Se un voltmetro molto sensibile è messo a cavallo di uno dei bracci del ponte, la scala può essere calibrata direttamente in temperature. Questa batteria può essere anche usata con altri sistemi a ponte di misura: regolatori di temperatura, regolatori di tensione, circuiti potenziometrici, voltmetri, sorgenti di tensione negativa fissa di griglie. Nella figura 6 è visibile lo schema di inserzione per una polarizzazione fissa di griglia.

1.4. - Misura diretta di tensioni in continua col metodo potenziometrico.

Nella figura 7 è esposto un metodo potenziometrico classico di riduzione a zero della lettura del galvanometro.
Occorre per questo tipo di misura un potenziometro di precisione.
Nessuna corrente scorre attraverso la sorgente di tensione sconosciuta ed attraverso la pila di riferimento ad eccezione della corrente frazionata dal potenziometro. Questa corrente è di 130 microampere se il potenziometro è di circa 10.000 Ω. La tensione di riferimento è la somma di quelle celle in serie al disotto della presa del potenziometro più la tensione frazionaria, (vedasi la figura 7).

Radio rice-trasmittenti a bassissimo costo sono state costruite dalla INTERNATIONAL GENERAL ELECTRIC.
Leggere e monoblocco queste radio a 15 valvole e 2 transistori richiedono un consumo estremamente ridotto delle batterie e possono essere impiegate sulle lunghezze d'onda di 25 ÷ 50 MHz e di 150 ÷ 174 MHz.
Rispondono perfettamente all'uso in queste bande di frequenze e sono a modulazione di frequenza (VHF e FM). *(g.r.)*

Lancio dalla Sardegna di un razzo bistadio per ricerche spaziali

Un razzo bistadio del peso iniziale di circa 700 kg è stato lanciato il 12 gennaio u. s. dal Poligono di Perdasdefogu, raggiungendo una quota di 170 km.
Il secondo stadio del razzo ha emesso, a comando, una nube di vapore di sodio, alta circa 90 km e visibile a grande distanza. La nube è stata oggetto di rilevamenti da parte di 7 Stazioni predisposte a terra.
L'esperimento fa parte di un programma di ricerche spaziali a carattere esclusivamente scientifico svolto in collaborazione del Consiglio Nazionale delle Ricerche, lo Stato Maggiore Difesa, l'Aeronautica Militare Italiana e l'Ente Spaziale americano NASA. L'esperimento ha avuto come scopo l'esplorazione della struttura e dinamica della esosfera in una zona di spazio non sufficientemente conosciuta. I dati ottenuti verranno elaborati dall'Istituto di costruzioni aeronautiche dell'Università di Roma e portati a conoscenza degli studiosi di tutti i Paesi.
L'esperimento è da ricollegarsi alla decisione assunta nell'anno 1960 dal Consiglio Nazionale delle Ricerche di costituire una Commissione per le ricerche spaziali presieduta dal Prof. Luigi Broglio, Direttore dell'Istituto di costruzioni aeronautiche dell'Università di Roma, e di dare immediato inizio ai lavori con l'assegnazione di un primo contributo di 300 milioni di lire. Tale decisione ha costituito un fattore decisivo sia per lo sviluppo di un piano di studi in questo campo sia per la realizzazione dei lanci di mezzi spaziali, che hanno avuto inizio, la prima volta in Italia e nell'Europa occidentale, il 12 gennaio u.s.
Lo sviluppo del programma di quest'ultimo lancio — programma definito « Nube di sodio » — ha avuto luogo sotto la guida del Prof. Luigi Broglio ed è stato curato da un gruppo di lavoro operante presso l'Istituto di costruzioni aeronautiche dell'Università di Roma, costituito da Ufficiali del Reparto Studi della D.G.A.M. del M.D.A., parte dei quali Assistenti dell'Istituto stesso.

Lo scopo dell'esperimento era l'acquisizione di alcuni dati relativi alle condizioni fisiche dell'alta atmosfera: direzione e intensità dei venti, densità e coefficiente di diffusione. È stato anche tentato il rilievo della temperatura negli strati interessati dalla nube.
A tale scopo è stato emesso dal veicolo spaziale, a partire da una certa quota e fino al vertire della traiettoria, un predeterminato quantitativo di sodio metallico vaporizzato ad alta temperatura da un processo esotermico dovuto a reazione di termite. L'esperienza è stata fatta al crepuscolo essendo la nube eccitata dal sole e lo sfondo celeste fotograficamente idoneo ad esaltare il contrasto nella fotoripresa. La parte chimica del carico utile del razzo era quindi costituita da una miscela di sodio a termite, più una piccola quantità di litio per la misura della temperatura. L'inizio della emissione della nube di sodio, durante il volo del razzo, era assicurata al momento opportuno da due *timer* di differente tipo e dai relativi circuiti contenuti nella parte strumentazione del carico utile.

Sul poligono di lancio è stata attrezzata una base a sé stante, fornita di piazzole, lanciatori e rotaia, locali di assiemamento, *blockhouse*, nonché di tutti gli strumenti e macchinari necessari all'assiemamento e al controllo dei due stadi dei razzi e del carico utile. La preparazione di questa zona di lancio è stata realizzata dal citato gruppo di lavoro, coadiuvato da altro personale dell'Aeronautica Militare e del Poligono.

Si è dovuto, in particolare, organizzare sul Poligono un sistema di rilievo del vento fino a quote elevate e la successiva elaborazione di tali dati allo scopo di determinare, al momento del lancio, la necessaria inclinazione azimutale e zenitale del lanciatore. La correzione dell'effetto del vento ottenuta in tal modo è di grande importanza dal punto di vista della sicurezza, perchè da essa dipende il punto di impatto del secondo stadio.
A cura del gruppo sono state predisposte 7 stazioni di ripresa fotogrammetrica, delle quali due situate sul continente e cinque dislocate in Sardegna. Sono state scelte tali posizioni in quanto per la maggior parte situate su terreno demaniale aeronautico ed offrenti caratteristiche di ripresa (interdistanza ed angoli di convergenza sulla nube di sodio) favorevoli ai fini dei vari possibili tipi di restituzione fotogrammetrica, che verranno scelti dopo esame dei risultati fotografici ottenuti. Ogni stazione comprendeva 4 macchine aerofotografiche di dotazione A.M. di tipo F. 24 alle quali, sempre a cura del gruppo di lavoro, sono state apportate sostanziali modifiche nel senso di poter ottenere mediante comando di tipo duplice (meccanico-manuale oppure elettrico-automatico) la durata delle esposizioni secondo il tempo voluto.
Il personale adibito alle stazioni di rilevamento, messo a disposizione dell'A.M., è stato addestrato ai compiti pratici specifici da parte del personale appartenente al citato gruppo di lavoro.

I vari servizi inerenti alle operazioni di lancio sul Poligono, eccettuati i già esaminati servizi di lancio del razzo ed il rilevamento della nube sono stati organizzati per quanto concerneva la sicurezza, i collegamenti, il tracking e il Servizio meteo
Il servizio di sicurezza era sotto la diretta responsabilità del Poligono. Lo sgombero del territorio era assicurato dal personale dell'A.M. e dell'Esercito, dotato di elicotteri auto-radio, radiotelefoni e collegamenti via filo. Per la sorveglianza delle zone aeree e marittime interessate è stato previsto l'uso di due radar

più un aereo e un mezzo navale forniti dalla Marina Militare ed ambedue muniti di radar e collegati via radio con il Poligono.
Una complessa rete di comunicazioni via filo e via radio è stata predisposta a cura dell'A.M. tra le varie postazioni interessate al lancio ed il Centro di comando situato sul Poligono. È stata anche adattata alla nuova esigenza la preesistente rete di interfonici, consensi, contatempi, altoparlanti, ecc. ecc.
Durante la sua traiettoria il razzo è stato seguito da un radar collegato ad un tavolo tracciatore di traiettorie e da quattro cineteodoliti sistemati nel Poligono. Nei primi istanti, la partenza del razzo è stata filmata su macchine ultrarapide: tutto il personale e il materiale è stato fornito dall'A.M.
Allo scopo di fornire al lanciatore i dati angolari, che consentono di correggere l'effetto del vento sulla traiettoria del razzo, l'A.M. ha predisposto un sistema di rilevamento della traiettoria di palloni sonda con teodoliti (a bassa quota) e con radio sonda del Poligono per le quote più alte. Una torre anemometrica è sta eretta ed attrezzata in vicinanza delle piazzole di lancio allo scopo di rilevare i dati del vento fino a pochi minuti prima del lancio fra 5 e 47 metri.
Al termine dell'esperienza, dopo lo sviluppo del materiale sensibile, il personale del gruppo di lavoro ha provveduto all'analisi dei dati per la determinazione della velocità e direzione dei venti nonchè della densità dell'alta atmosfera nelle quote interessate dall'evento.
L'Osservatorio di Arcetri si è occupato, invece, delle determinazioni della temperatura. Osservazioni per rilevamenti particolari sono state fatte da altri Osservatori e Laboratori di fisica. *(i.s.)*

La posa del sistema di cavi sottomarini « Scotice-Icecan »

Si sta preparando — si afferma in una nota del *The Post Office Electrical Engineers' Journal* ripresa in Italia da *Recensioni e notizie* dell'I.S. PP. TT. — il progetto per la posa di un sistema di cavi sottomarini che colleghi l'Inghilterra, le isole Faroes, l'Islanda, la Groenlandia e il Canada. Al collegamento Inghilterra-Islanda è stato dato il nome di Scotice, a quello tra Islanda e Canadà il nome di Icecan. Il sistema nel suo complesso soddisferà le richieste delle nazioni membri della Organizzazione internazionale di aeronautica civile (I.C.A.O.) volte ad avere circuiti telegrafici e telefonici tra le stazioni di controllo del traffico aereo (Irlanda, Scozia, Islanda, Groenlandia e Canadà) praticamente sicure da ogni guasto; questo in conseguenza dell'entrata in servizio di aviogetti ad altissima velocità. La sicurezza quasi assoluta del collegamento è data dal fatto che l'insieme dei sistemi Scotice-Icecan-Cantat forma una maglia chiusa, e le cose sono state disposte in modo che dopo cinque minuti dal momento in cui è capitato un guasto su uno dei due collegamenti le comunicazioni saranno ripristinate attraverso l'altro.
Le apparecchiature previste per il collegamento sono simili a quelle dei sistemi Tat e Cantat; ci saranno perciò oltre ai circuiti di traffico, speciali circuiti telefonici e telegrafici, fuori della banda di trasmissione normale, come circuiti di misura. Il collegamento denominato Scotice sarà posato dalla nave posacavi Monarch e dovrebbe entrare in servizio nel dicembre del 1961. Il sistema sarà ad un solo cavo coassiale isolato in polietilene, con diametro di 12 mm, cioè a sezione ridotta rispetto a quello da 16 mm usato nel primo collegamento transatlantico (Tat) e con la differenza di non avere i nastri di rame intorno al conduttore centrale. Il cavo è progettato per la trasmissione di 24 canali telefonici nella banda 24-96 kHz in una direzione di 120-192 kHz nell'altra. Una banda speciale di 6 kHz in ogni direzione è predisposta per i circuiti di misura. Ciascun canale ha una larghezza di banda netta compresa tra 250-3050 kHz. La lunghezza della sezione Gairloch-Torshawn è circa 290 m.n. e sarà equipaggiata con 10 ripetitori sommersi distanti 26,5 m.n.; l'altra sezione Torshawn-Vestmannayjar, è lunga 408 m. n., avrà 15 ripetitori sommersi e un equalizzatore sommerso. Il guadagno dei ripetitori è 60 dB a 192 kHz. La massima profondità di posa sia del cavo che dei ripetitori è di circa 1800 metri. La corrente di linea è di 316 mA. Il sistema Icecan sarà posato nel 1962.
Inizialmente tutti i circuiti telegrafici opereranno alla velocità di 50 baud, ma eventualmente potranno essere impiegati anche alla velocità di 75 baud. *(i.s.)*

Concessa la licenza di esercizio alla prima stazione radio spaziale

La Commisione federale per le Comunicazioni ha rilasciato ai laboratori della International Telephone & Telegraph Corporation a Nutley (New Jersey) la prima licenza di esercizio per una stazione radio spaziale.
Il boratori della ITT potrenno operare sulle frequenze di 2120 o di 2299,5 MHz dal 15 gennaio al 30 giugno di quest'anno. A partire dal 1º luglio, la stazione dovrà servirsi della sola seconda frequenza.
La stazione sperimentale, che ha le lettere distintive di chiamata KFQX-BR, dispone di un'antenna parabolica con un diametro di oltre 13 metri e di un trasmettitore da 10 kW, che consentirà di irradiare segnali radio in direzione della Luna o dei satelliti artificiali terrestri per esperimenti sulle radiocomunicazioni spaziali. *(u.s.)*

Un nuovo comando meccanico di rotazione che può essere applicato a generatori ed altri dispositivi sintonizzabili, viene presentato dalla Hewlett Packard.
In particolare esso è destinato all'analizzatore —*hp*—302 A in unione ad un registratore grafico. L'inversione di corsa è automatica. Il nuovo apparato è il modello AC 97 A.

dott. ing. Gustavo Kuhn

Alimentatore stabilizzato a transistori 14V - 2A

Si tratta di un alimentatore del tipo a regolazione in serie. Lo stadio di controllo consiste di tre transistori di potenza in parallelo, mentre l'amplificatore di regolazione impiega uno stadio d'ingresso differenziale.

1. - GENERALITÀ

Questo alimentatore è stato specialmente progettato per lavorare in congiunzione con apparecchiature a transistori che richiedono tensioni molto stabili e con componente alternativa ridotta al minimo. In questa categoria rientrano per esempio gli amplificatori a guadagno elevato, gli amplificatori ad accoppiamento diretto, oscillatori, ed in genere tutte le apparecchiature di misura.

L'alimentatore può sostituire con vantaggio un accumulatore, del quale lo inconveniente maggiore è rappresentato dalla sua laboriosa manutenzione. Inoltre la tensione di un accumulatore può variare fino al 10% durante la carica.

La tensione di 14 V è stata scelta perchè corrisponde alla tensione di una batteria di 12 V nominali all'inizio della scarica. La tensione di 14 V è inoltre adatta per la maggior parte dei transistori attuali di piccola e media dissipazione.

Il valore della tensione di uscita è stabilizzato meglio del ± 0,1% ed è regolabile entro circa il ± 5%.

Sovente il circuito di utilizzazione richiede una doppia sorgente di alimentazione (una tensione positiva ed una negativa in rapporto alla massa). Ciò è realizzabile con impiego di due alimentatori uguali: l'uscita di essi infatti è fluttuante, e a seconda dei casi, il polo positivo ovvero il polo negativo possono essere collegati a massa. La fotografia riportata in fig. 1 rappresenta appunto un telaio contenente due alimentatori uguali. Sono visibili al centro i due gruppi di tre transistori di regolazione, montati su alette di raffreddamento. A pieno carico la dissipazione di ciascun alimentatore non supera in totale i 12 watt.

Per conseguire economia di prezzo e di ingombro tutto l'alimentatore fa uso di transistori e di altri componenti facilmente reperibili e di produzione corrente, e inoltre non comprende induttori di filtro.

Un lungo periodo di impiego sotto le più gravose condizioni di carico e temperatura ha dimostrato la sua grande sicurezza di funzionamento: su 9 alimentatori doppi in marcia discontinua

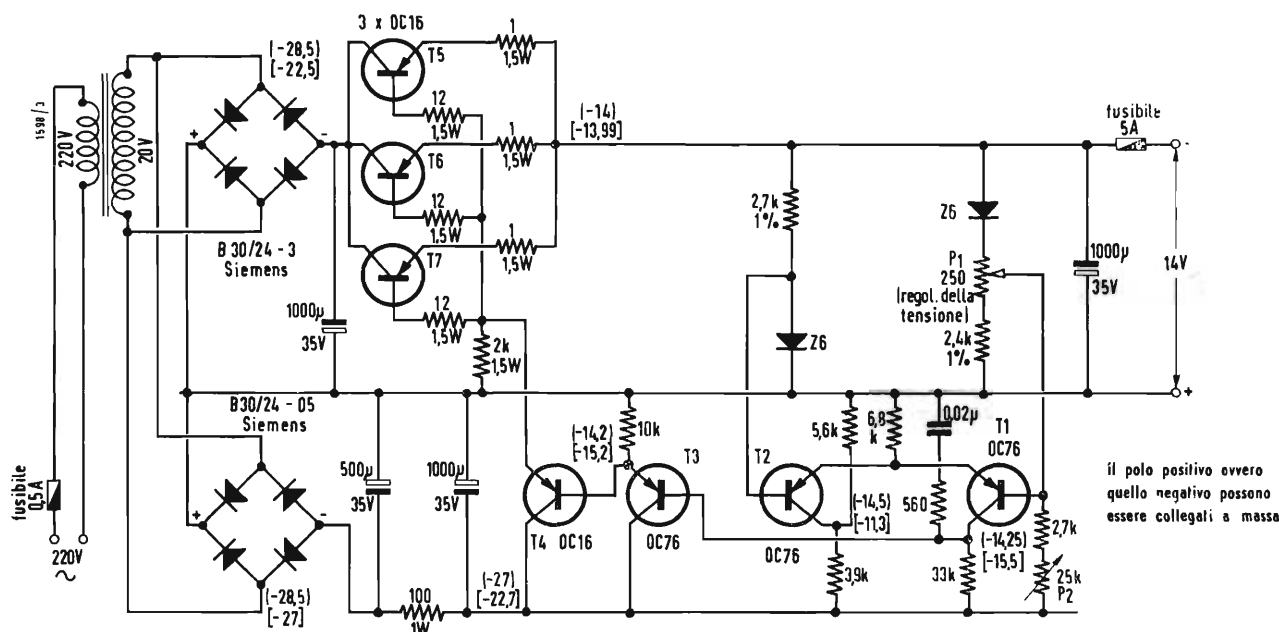



Fig. 2 - Schema elettrico dell'alimentatore stabilizzato 14 V/2 A. Impedenza di uscita = 5 mΩ; componente alternativa e rumore di fondo = 0,2 mV; fattore di stabilizzazione, calcolato come rapporto tra le variazioni percentuali della tensione di ingresso e di uscita, > 500.

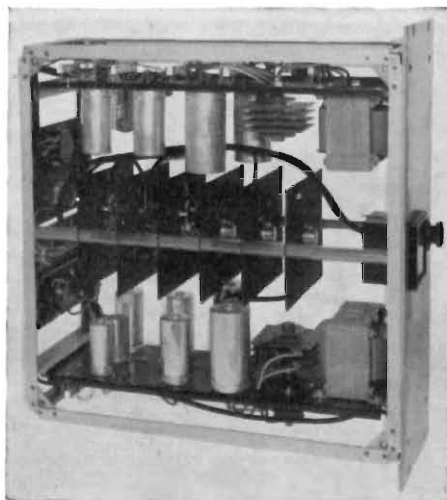



Fig. 1 - Alimentatore stabilizzato atto a fornire 2 × 14 V con correnti fino a 2 A; vista superiore (*foto Cern*).

per oltre 2 anni con 2500 ore di lavoro per ciascuno non si sono avuti a lamentare difetti od arresti accidentali.

2. - DESCRIZIONE

In figura 2 è riportato lo schema elettrico dell'alimentatore stabilizzato. Esso è del tipo a regolazione in serie.

Lo stadio di controllo consiste di 3 transistori di potenza tipo OC16 (T_5, T_6, T_7) montati su alette di raffreddamento annerite separate, isolate dal telaio,

L'amplificatore fa uso di uno stadio d'ingresso differenziale (T_1, T_2) e di due stadi di adattamento di impedenza.

L'amplificatore è alimentato da un piccolo raddrizzatore separato.

Lo stesso trasformatore da 40 W che fornisce al secondario 20 V alimenta il raddrizzatore principale ed il raddrizzatore ausiliario.

All'uscita dell'alimentatore è posto un ponte, di cui due lati opposti sono costituiti da diodi Zener e gli altri due da resistenze di buona stabilità.

Esso è alimentato secondo una diagonale dalla tensione di uscita.

L'ingresso dello stadio differenziale dell'amplificatore è collegato ai capi della seconda diagonale del ponte. Pertanto, per una determinata tensione di uscita, non c'è differenza di potenziale presente all'ingresso dell'amplificatore.

In questa condizione i punti di lavoro dei vari stadi dell'amplificatore e dello stadio di regolazione si trovano approssimativamente a metà del tratto di lavoro lineare; ed in sede di progetto ciò si è fatto corrispondere ad una condizione di carico che rappresenta la metà del carico massimo di 2 A ammissibile. Risulta pertanto apparente che ogni variazione della tensione di uscita dovuta ad una variazione della tensione di rete oppure ad una variazione di carico, è accoppiata senza attenuazione all'amplificatore.

Questo tende a ristabilire la tensione di uscita originale attraverso l'azione dello stadio di regolazione.

Usando diodi Zener del tipo *Z*6, la tensione di uscita con ponte in equilibrio è di circa 14 V.

Un potenziometro da 250 Ω (P_1) in uno dei lati resistivi del ponte compensa le differenze in caratteristiche dei diodi Zener, ed ha pure lo scopo di poter regolare entro certi limiti la tensione di uscita.

Il coefficiente di variazione della tensione con la temperatura dei diodi *Z*6 è inferiore al 0,02% e per grado centigrado. Il coefficiente di temperatura più importante dei transistori dello stadio di ingresso dell'amplificatore (T_1 e T_2) si elide entro un ampio limite di temperature, grazie al circuito differenziale, in cui le derive dei due transistori hanno effetto opposto sul segnale di uscita.

La figura 3 riporta lo schema di un alimentatore più semplice capace di fornire 40 V con 3,5 A. *A*

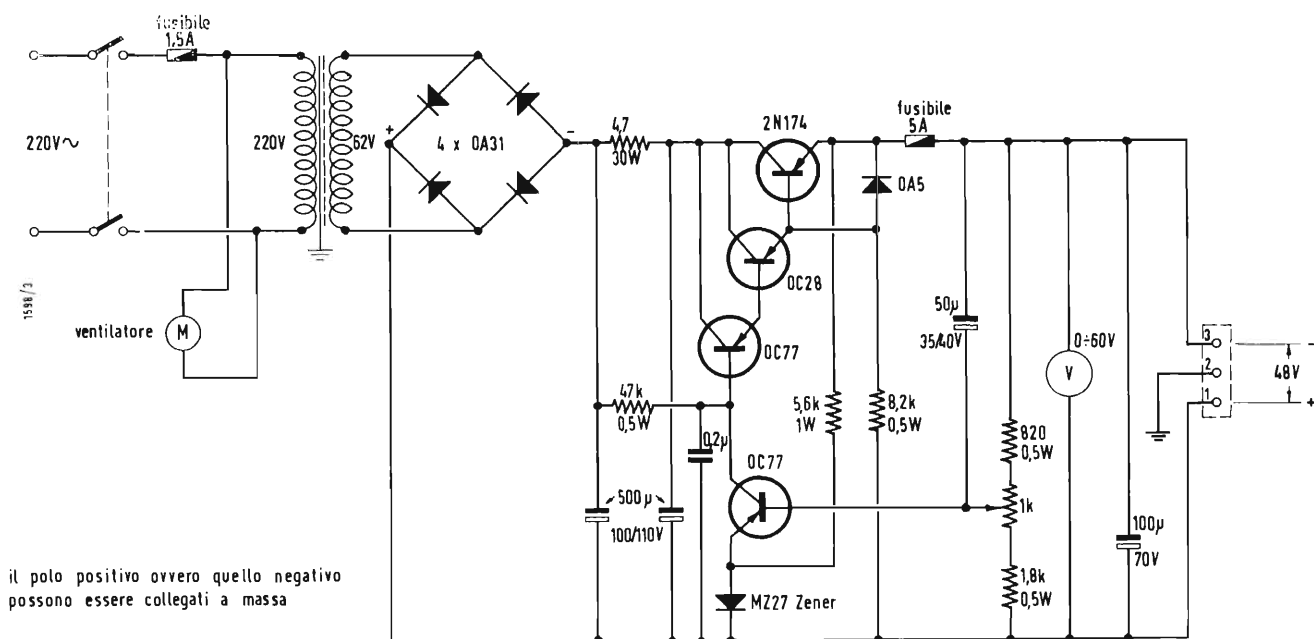



Fig. 3 - Schema elettrico di un alimentatore stabilizzato 48 V/3,5 A. Impedenza di uscita = 30 mΩ (a 3,5 A); componente alternativa e rumore di fondo = 1 mV (a vuoto) e 80 mV (a 3,5 A); fattore di stabilizzazione, > 250.

Doppio triodo a pendenza variabile E/PCC189 per televisione

Molti costruttori di televisori usano per l'equipaggiamento del selettore di canali valvole appositamente progettate per funzionare in circuiti « cascode ». Questo circuito possiede infatti qualità particolarmente vantaggiose quali la stabilità, l'efficiente schermatura contro l'irradiazione dell'oscillatore e basso fruscio. Una valvola che dà eccellenti risultati sotto questo punto di vista è la PCC 88. Questo doppio triodo è particolarmente adatto per la ricezione nelle zone marginali, in quanto oltre a soddisfare a tutte le esigenze richieste da un circuito « cascode », presenta un basso valore della resistenza equivalente di fruscio.
Ciò è dovuto principalmente all'impiego delle griglie « a quadro ». Questa particolare costruzione consente di ridurre al minimo le distanze tra gli elettrodi, e conseguentemente anche il tempo di transito degli elettroni; inoltre una speciale conformazione dell'anodo consente di ottenere un'elevata pendenza con una capacità anodo-griglia molto ridotta.
In generale la PCC88 non dà inconvenienti di transmodulazione. Questa ultima può verificarsi nel caso in cui in una determinata zona esistano più trasmettitori TV di notevole potenza e su canali adiacenti. In questi casi, ed in generale quando si desidera ottenere una caratteristica di regolazione più favorevole, è opportuno impiegare il nuovo doppio triodo a pendenza variabile PCC189.

Fig. 1 - Doppio triodo con griglia a quadro a pendenza variabile E/PCC 189. Nella fotografia è stato tolto il palloncino ed il getter per poter meglio mostrare il sistema elettrodico ed il ponte di mica superiore; a sinistra è indicato un ponte di mica separato.

1. - CARATTERISTICHE DEL DOPPIO TRIODO PCC189

Il doppio triodo PCC189 presenta caratteristiche analoghe a quelle del tipo PCC88 e si differenzia da questo per avere la pendenza *variabile*; ciò consente di ottenere una buona caratteristica di trasmodulazione in tutte le condizioni di funzionamento della valvola. È disponibile anche la versione a 6,3 V: l'ECC189.
Dalla caratteristica di transmodulazione si vede che, in una valvola non controllata dalla tensione del CAG, la tensione d'ingresso puó raggiungere 100 mV senza che la transmodulazione sia maggiore dell'1 %. Tale condizione di funzionamento è tutt'altro che infrequente. Può infatti accadere che con il ricevitore accordato su una emittente piuttosto debole sia presente in antenna un segnale forte proveniente da un trasmettitore vicino che lavora su un canale adiacente; in tal caso il CAG non entra in funzione. Questo forte segnale di interferenza, data la notevole larghezza di banda del circuito d'ingresso del ricevitore, perverrà alla griglia della valvola amplificatrice a.f. senza attenuazione e quindi con un'ampiezza considere-

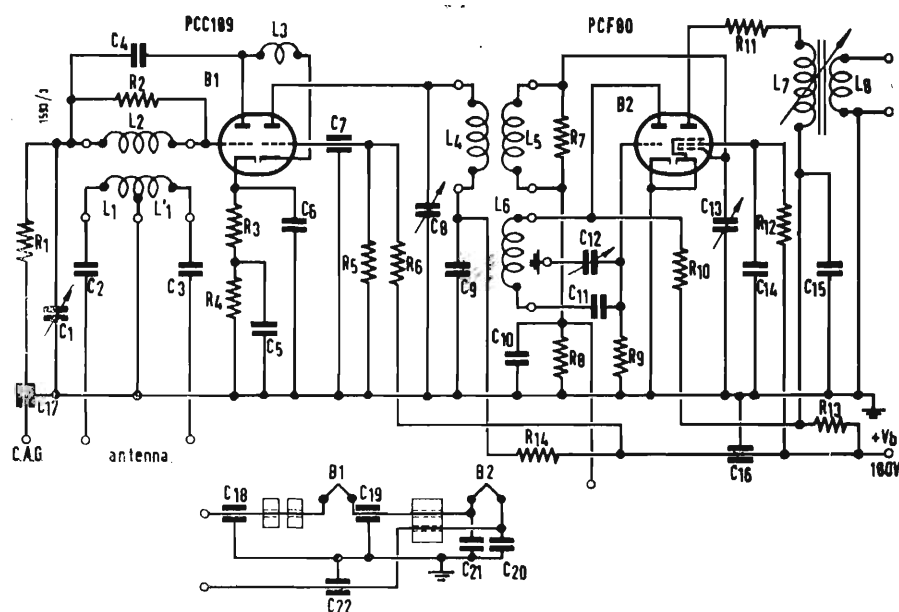



Fig. 2 - Schema elettrico di un selettore sperimentale equipaggiato con le valvole PCC 189 e PCF 80. I valori dei componenti elettrici sono riportati al paragrafo 3.

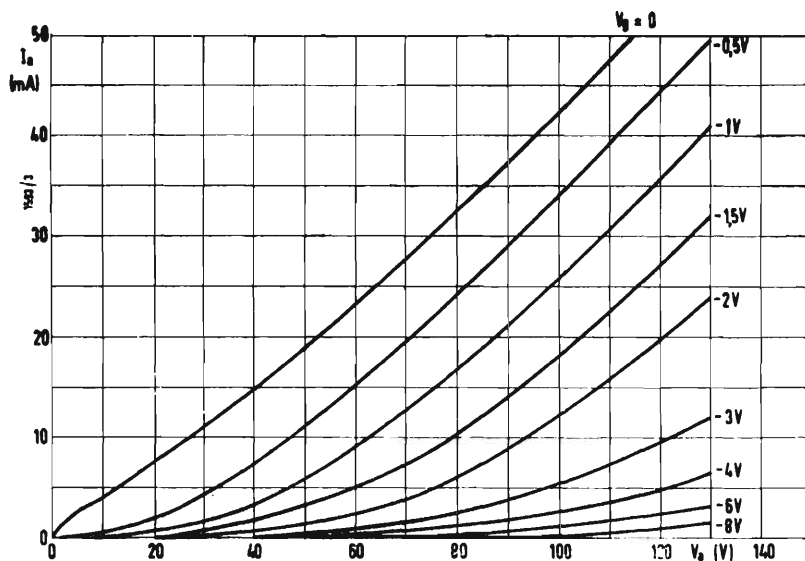



Fig. 3 - Curve caratteristiche anodiche $I_a = f(V_a)$.

vole: risulta perciò indispensabile che, anche con la valvola non controllata dal CAG e con un forte segnale disturbante sulla griglia, non si verifichino interferenze.

La valvola PCC189 ha la stessa zoccolatura della PCC88. Per sostituirla in un selettore precedentemente equipaggiato con la PCC88 sono necessarie leggere modifiche consistenti soprattutto in un ritocco del valore delle induttanze delle bobine, dati i differenti valori delle capacità interne nelle due valvole.

2. - DESCRIZIONE DI UN SELETTORE DI CANALI EQUIPAGGIATO CON LA PCC189

Nella progettazione di un selettore di canali si deve tenere presente che nella banda I il livello di fruscio dovuto alla propagazione (fruscio cosmico) è alquanto elevato rispetto a quello originato nello stadio d'ingresso « cascode ».

Questo selettore è stato quindi progettato per avere nella banda III il valore più basso possibile della cifra di fruscio.

Nalla banda I si è tenuto l'adattamento di antenna al valore migliore possibile a spese della cifra di fruscio dello stadio d'ingresso ma a vantaggio della qualità dell'immagine.

A 200 MHz è stato misurato un valore complessivo della cifra di fruscio pari a 3,6 kT_0.

Il circuito del selettore è convenzionale: una PCF80 funziona come oscillatrice-convertitrice ed una PCC189 come amplificatrice « cascode ».

La tensione del CAG è applicata tramite R_1. La variazione del guadagno di tensione è superiore a 70 dB e la corrente del circuito « cascode » può variare dal valore nominale a zero.

Nel circuito catodico del primo triodo è inserita una resistenza da 22 Ω, in parallelo alla quale è displsto un condensatore da 47 pF. Alle frequenze basse (banda I), l'influenza del condensatore può essere trascurata e la resistenza produce una controreazione negativa che compensa le variazioni della capacità anodo-griglia dovute alle variazioni della tensione del CAG. Alle frequenze elevate (banda III), il condensatore e la resistenza in parallelo tendono a far aumentare il guadagno in potenza dello stadio con conseguente miglioramento del valore della cifra di fruscio compensando in tal modo lo smorzamento d'ingresso dovuto alla induttanza dei collegamenti del catodo.

Per migliorare ulteriormente il guadagno e la cifra di fruscio nei canali più alti della banda III il circuito intermedio tra i due stadi è accordato alla frequenza di 220 MHz.

3 - COMPONENTI

R_1 = 1 MΩ, ¼ W; R_2 = 15 kΩ, ¼ W; R_3 = 22 Ω, ¼ W; R_4 = 56 Ω, ¼ W; R_5 = 100 kΩ, ¼ W; R_6 = 82 kΩ, ¼ W; R_7 = 8,2 kΩ, ¼ W; R_8 = 220 kΩ, ¼ W; R_9 = 22 kΩ, ¼ W; R_{10} = 10 kΩ, 1 W; R_{11} = 47 Ω, ¼ W; R_{12} = 47 kΩ, ¼ W; R_{13} = 820 Ω, ¼ W; R_{14} = 820 Ω, ½ W; C_1 = 1-6 pF; C_2 = 47 pF; C_3 = 47 pF; C_4 = 3 pF; C_5 = 820 pF; C_6 = 47 pF; C_7 = 1000 pF; C_8 = 1-3 pF; C_9 = 820 pF; C_{10} = 47 pF; C_{11} = 15 pF; C_{12} = sintonia fine; C_{13} = 1-3 pF; C_{14} = 820 pF; C_{15} = 820 pF; C_{16} = 1000 pF C_{17} = 1000 pF; C_{18} = 1000 pF; C_{19} = 1000 pF; C_{20} = 820 pF; C_{21} = 820 pF C_{22} = 1000 pF. *A*

Antonio Quintilli

Semplici metodi per diminuire i sovraccarichi nei transistori

Negli amplificatori a transistori ad accoppiamento diretto sono abbastanza frequenti sovraccarichi anche forti durante le normali operazioni. Si forniscono alcuni semplici metodi atti ad eliminare l'inconveniente.

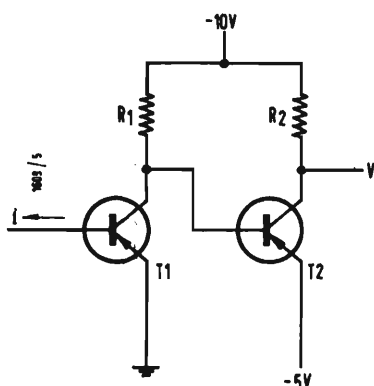



Fig. 1 - Amplificatore bistadio a transistori ad accoppiamento diretto.

Gli amplificatori a transistori ad accoppiamento diretto vengono spesso sovraccaricati durante le normali operazioni. In questo articolo vengono presentati alcuni semplici metodi per limitare la dispersione di potenza e di corrente quando lo stadio di entrata viene sovraccaricato.
Lo studio di amplificatori a transistori ad accoppiamento diretto deve comprendere un mezzo il quale sia adatto a limitare la dispersione di potenza nei transistori durante i sovraccarichi di amplificazione ogni qualvolta che uno stadio può essere interrotto o saturato con correnti forti.

Si consideri la dispersione di corrente e di potenza di ciascun transistore, con lo stadio precedente in ambedue le condizioni estreme, che si ha nell'amplificatore ad accoppiamento diretto che funzionerà sempre dentro i limiti del transistore.

La fig. 1 mostra un amplificatore bistadio a transistori ad accopiamento diretto. Si supponga che T_1 venga comandato ad una interruzione o saturazione da I e si esamini la corrente di base di T_2 sotto queste condizioni. Quando I è talmente piccolo che T_1 è interrotto, allora T_2 è anche lui interrotto e le cacaratteristiche di T_2 non vengono superate.

Per la normale operazione con V tra 0 e —5 V, la tensione del collettore di T_1 è quasi ferma a —5 V e la corrente del collettore si divide tra R_1 e la base di T_2. Ogni aumento di I appare nel collettore di T_1 moltiplicato per il guadagno di corrente di T_1. Questo incremento della corrente passa direttamente nella base di T_2 poiché la corrente attraverso R_1 rimane costante. Così, la dispersione di potenza e di corrente di base di T_2 può raggiungere valori tali che T_2 può venire danneggiato.

Questo caso dovrebbe essere soddisfacente solamente se I fosse limitato.

Un altro amplificatore bistadio a transistori viene considerato nella fig. 2. Se I è grande, l'aumento di corrente nel collettore di T_1 passa attraverso R_1 facendo maggiormente positivo il potenziale di T_1, interrompendo T_2.

Per una I talmente piccola per cui T_1 è isolato, la corrente di base di T_2 viene limitata dalla corrente attraverso R_1. Questa corrente ha un valore che è circa uguale alla corrente normale del collettore di T_1, e generalmente altre esigenze di progetto come l'amplificazione e le normali correnti operanti si hanno in R_1 abbastanza grande in maniera che le caratteristiche di T_2 non vengano superate quando T_1 viene isolato, anche se T_2 è saturato.

Così, la massima corrente in T_2 è indipendente dalla massima I e T_2 viene protetto dagli effetti di segnali di ingresso estremamente forti. Un circuito del tipo descritto in fig. 3 ha nessuna eccessiva dispersione di potenza o di corrente in T_2 quando T_1 viene sovraccaricato, avendo provveduto che R_1 sia abbastanza grande.

Possono essere studiati altri metodi relativi al tipo di transistore usato (p-n-p, n-p-n), ricordando due regole importanti:

a) lo stadio di un emettitore comune deve essere seguito da una transistore simile;

b) lo stadio di un collettore comune deve essere seguito da un transistore di tipo complementare.

Queste due regole sono generali fanno sempre il loro compito di protezione avendo provveduto che R_1 sia abbastanza grande.

Il basso guadagno di corrente eliminerà qualunque problema di saturazione. Per la stessa ragione, non è normalmente vantaggioso l'uso di stadi con base comune anziché l'uso di amplificatori ad accoppiamento diretto.

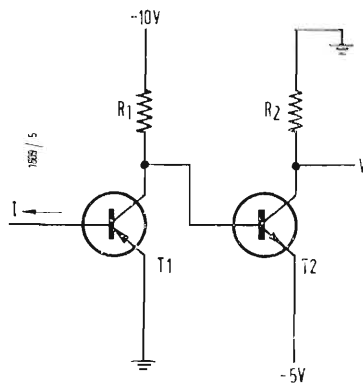



Fig. 2 - Amplificatore bistadio a transistori ad alimentazione comune.

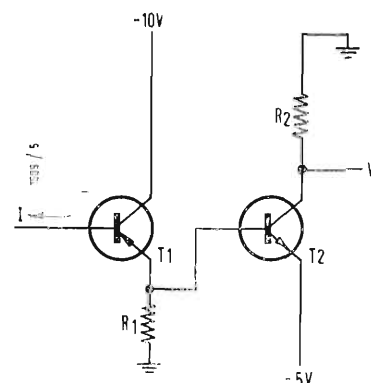



Fig. 3 - Amplificatore bistadio a transistori con resistenza comune R_1.

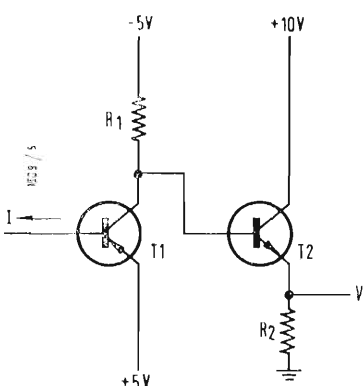



Fig. 4 - Circuito amplificatore bistadio a transistori ad accoppiamento diretto con protezione contro i sovraccarichi.

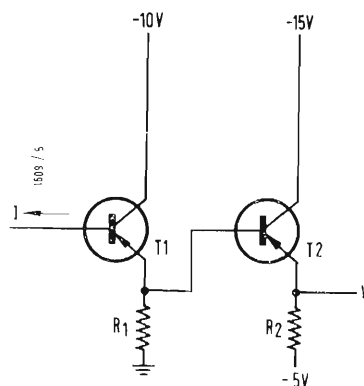



Fig. 4 - Altro circuito amplificatore bistadio a transistori ad accoppiamento diretto con protezione contro i sovraccarichi.

Un altro metodo si limita al funzionamento di uno stadio critico con una sola condizione di sovraccarico. Questo può essere completato in un amplificatore che opera limitando il segnale di ingresso solamente ad una polarità. Nella fig. 4 e 5 la massima tensione che si può ottenere in T_2 non è sufficiente a causare grandi correnti in T_2 anche quando T_1 viene sovraccaricato. Ciò non è però vero se le tensioni +5V e +10V vengono invertite nella fig. 4 oppure se le tensioni —10V e —15V vengono invertite nella fig. 5. *A*

Nuovo triodo planare fino a 3000 MHz.

I laboratori MACHLETT, facenti parte del gruppo RAYTHEON, presentano il nuovo triodo, ML-7698, di tipo planare con una gamma di frequenza estesa fino a 3000 MHz. Si tratta di una valvola particolarmente solida, adatta sopratutto come oscillatore, moltiplicatore o amplificatore di potenza per trasmettitori radio. La sua costruzione compatta in metallo e ceramica rende possibile il suo impiego anche nei risonatori a cavità. *(g.b.)*

Nuovi componenti Raytheon

Viene presentata una presa jack della RAYTHEON studiata per i circuiti stampati. Questo elemento, pur conservando le caratteristiche standard dei normali jack, può essere montato direttamente sul pannello di un circuito stampato, perchè si è accorciata la boccola di contatto. Il montaggio si fa come per qualsiasi altro elemento per circuiti stampati e la saldatura avviene per immersione.
La RAYTHEON presenta una nuova versione di una manopola a blocco a prova di spruzzi e di polvere. Il blocco della manopola si ottiene ruotando di un solo ottavo di giro l'apposita ghiera. La nuova manopola soddisfa anche le più rigide specificazioni militari.

Equivalenze tra transistori giapponesi ed americani o europei

Con la notevole diffusione raggiunta in tutto il mondo dai ricevitori a transistori giapponesi, succede sempre più frequentemente di dovere riparare questi apparecchi. Ci si trova molto spesso in difficoltà, perchè non si hanno a disposizione i transistori da sostituire e perchè il loro approvvigionamento è sempre molto lungo. La tabella seguente indica quali transistori di tipo americano ed europeo possono essere sostituiti ai transistori montati dalle ditte giapponesi: Hitachi, NEC, Toshiba, Ten, Sony. Occorre però osservare che si possono avere anche delle forti variazioni nei dati; però, prima di buttare via un ricevitore per la mancanza di un transistore, conviene provare a montare uno dei transistori indicati nella tabella. A

Tabella di equivalenza tra i transistori giapponesi e tipi equivalenti americani o europei-

	Transistori giapponesi	Tipi equivalenti americani	Tipi equivalenti europei
Hitachi	HJ15	2N215	OC604
	HJ17D	2N217	OC604 spec.
	HJ22D	2N218	OC612
	HJ23D	2N219	OC613
	HJ32, HJ70 2S41	2N370	OC614
	HJ34, HJ34A, 2S91	2N270	OC604 spec.
	HJ35	2N301	—
	HJ37, HJ71, 2S141	2N371	OC614
	HJ50	2N215	OC604
	HJ51	2N408	OC604 spec.
	HJ55, HJ60, 2S146	2N219	OC613
	HJ56	2N410	OC612
	HJ57	2N412	OC613
	HJ72, 2S142	2N372	OC614
	HJ73, 2S143	2N373	AF105
	HJ74, 2S144	2N374	—
	HJ75, 2S145	2N544	AF105
Nec	ST28C	2N309	OC612
	ST37D	2N252	OC613
	ST162	2N145, 2N146	—
	ST163	2N147, 2N293	—
	ST173	2N168A	—
Toshiba	2S44	2N217	OC604 spec.
	2S45	2N218	OC612
	2S52	2N219	OC613
	2S56	2N270	OC604 spec.
Ten	2S30	2N411, 2N412	OC613
	2S31	2N409, 2N410	OC612
	2S32	2N405, 2N406	OC604 spec.
	2S33	2N407, 2N408	OC604 spec.
	2S34	2N270	OC604 spec.
	2S35	2N410, 2N219	OC612, OC613
	2S36	2N139, 2N618	OC612
	2S37	3N109, 2N217	OC604 spec.
	2S38	2N270	OC604 spec.
	2S39	2N175, 2N220	OC604
	2S40	2N269	—
	2S41	2N301	—
	2S42	2N301A	—
	2S43	2N247	AF105
	2S109	2N370	OC614
	2S110	2N371, 2N372	OC614
	2S112	2N372	OC614
Sony	2T64	2N366, 2N228	—
	2T65	2N366, 2N228	—
	2T66	2N365	—
	2T76	2N147	—

dott. ing. Pasquale Postorino

Un nuovo passo verso la compensazione dell'intensità sonora*

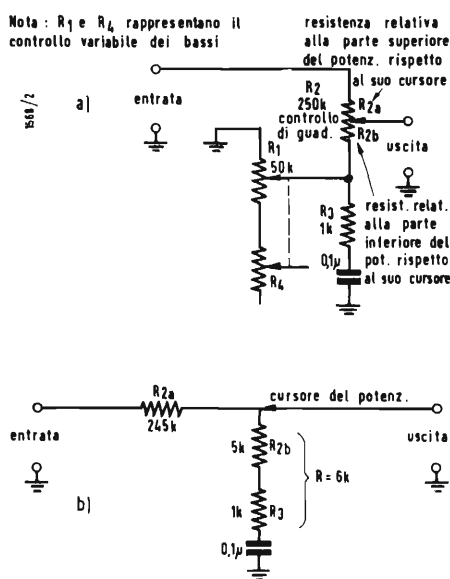



Fig. 1 - In *a*) il circuito del controllo variabile dei bassi. In *b*) il circuito equivalente con omissione della R_1. Il potenziometro R_1 è logaritmico e raggiunge il 5 % della resistenza (2,5 kΩ) al 50 % della sua rotazione in senso orario (cursore verso il basso) o, meglio, è un potenziometro speciale con resistenza nulla fino al 50 % della sua rotazione. R_4 è il potenziometro convenzionale inserito nel circuito di regolazione dei bassi. Nessuna esaltazione o attenuazione nella posizione centrale, esaltazione dei bassi al muoversi del cursore verso il basso.

(*) BURSTEIN, H. e POLLAK H.C., A new approach to loudness compensation, *Electronics World*, settembre 1960, pag. 42.

TUTTI SANNO che per compensare l'effetto Fletcher-Munson (perdita di sensibilità dell'orecchio alle basse frequenze) è necessario, allorché il livello d'ascolto sia inferiore ad un dato livello, esaltare i toni bassi.

Non tutti sono però d'accordo circa il metodo migliore per ottenere tale esaltazione.

H. Burstein in un suo articolo « È necessario un controllo dell'intensità sonora? » apparso su *Radio e TV news* del luglio 1958, ha indicato le difficoltà inerenti al controllo dell'intensità sonora, come sovente viene impiegato per esaltare automaticamente i toni bassi, mentre si abbassa il volume e cioè: 1) necessità di una continua regolazione del controllo di livello (a volte accessibile soltanto dalla parte posteriore dell'amplificatore di controllo) e 2) scostamento delle caratteristiche dell'udito « individuale » dalle curve « medie » di Fletcher-Munson, solitamente prese come riferimento per le caratteristiche di frequenza del controllo della intensità sonora.

Nel medesimo articolo si faceva notare che il controllo dei bassi è capace in generale di fornire un'esaltazione di questi toni per far fronte all'effetto Fletcher Munson, in quanto raramente il volume viene ridotto in misura superiore ai 30 dB al di sotto del livello di resa originale. In questa condizioni, nel caso di una nota di 40 Hz (all'incirca la frequenza più bassa di riproduzione musicale) sarebbe necessaria un'esaltazione di circa 19 dB, cosa che la maggior parte dei controlli dei bassi è in grado di dare con uno scarto di pochi dB. Per di più il controllo dei bassi utilizzato per ottenere la compensazione dell'intensità sonora comporta un funzionamento più semplice e dà la possibilità di adottare la stessa esaltazione alle caratteristiche specifiche di udito — diciamo — personale.

Però, d'altro canto, bisogna far notare che questo controllo può non essere più sufficiente, particolarmente ai toni bassissimi, a compensare l'effetto Fletcher-Munson, allorchè, anche se eccezionalmente, il volume venga ridotto di oltre 30 dB e qualora si volessero compensare le caratteristiche del locale o dell'altoparlante, supplire la deficienza in toni bassi della sorgente sonora, o, più semplicemente, soddisfare la spiccata preferenza dell'ascoltatore per questi toni.

Per arrivare a ciò, basterebbe potere avere, all'estrema banda musicale inferiore, un'enfasi di 30 dB anzichè dei 15-18 dB convenzionali.

Ciò farebbe sorgere evidentemente altri problemi. Comunemente, l'esaltazione addizionale dei bassi si ottiene attenuando la restante banda audio, con conseguente perdita di guadagno.

Per « ricuperare » tale perdita, l'amplificatore di controllo potrebbe benissimo necessitare di un altro stadio di amplificazione con conseguente maggior costo, maggiore ingombro e, probabilmente, maggiore distorsione e rumore; senza tener conto che la possibilità di esaltare i bassi di 30 o più dB potrebbe sovraccaricare lo stadio seguente, particolarmente ai livelli alti di volume. Se una tale esaltazione venisse, poi, applicata ad uno dei livelli più spinti, intenzionalmente oppure accidentalmente, si potrebbe avere anche la messa fuori uso dell'altoparlante.

1. - CONTROLLO VARIABILE DEI BASSI

In realtà si ha bisogno di maggiore esaltazione dei toni bassi soltanto ai livelli bassi, cioè quando il controllo di guadagno è al minimo. Evidentemente, si desidererebbe avere ciò ad un costo all'incirca uguale e senza aumento di rumore e di distorsione.

Il circuito, molto semplice ed economico, illustrato in fig. 1a, risponde fortunatamente a questi requisiti.

Questo circuito può essere chiamato « controllo variabile dei bassi », perchè in qualsiasi posizione « al di sopra della posizione di centro » dà, al diminuire del guadagno, una crescente esaltazione dei bassi. Non si ha alcuna perdi-

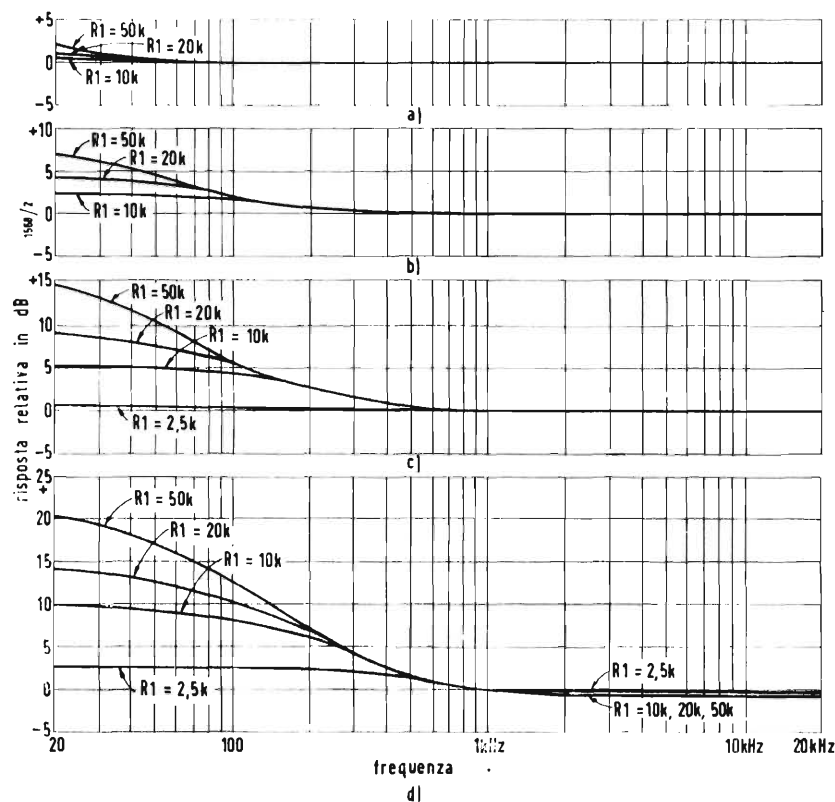



Fig. 2 - Effetto di R_1 sulla risposta, con controllo di guadagno predisposto per vari gradi di attenuazione a 1000 Hz e cioè: *a*) = −10 dB; *b*) = −20 dB; *c*) = −30 dB; *d*) = −40 dB.

ta di guadagno e quindi non è richiesto alcun stadio addizionale.

Il guadagno « extra », ottenuto direttamente attraverso il controllo di guadagno, viene sfruttato per le basse frequenze, ottenendo di conseguenza l'esaltazione dei bassi.

Il circuito può essere incorporato anche in un'apparecchiatura già esistente. In questo caso, è necessario sostituire il potenziometro nel circuito di controllo dei bassi con un potenziometro dello stesso valore e specie, ma che permetta di poter contemporaneamente variare la resistenza R_1 di fig. 1 (insomma: due potenziometri a comando unico. N.d.T.)

In fig. 1b è riportato, a scopo semplificativo, lo stesso circuito in forma leggermente diversa e con omissione di R_1. Per semplicità, la combinazione serie $R_{2B} + R_3$ viene indicata con R. La posizione del cursore di R_2 è scelta in modo che R_{2A} sia uguale a 245.000Ω e R_{2B} a 5000Ω. R_{2A} e R formano un divisore di tensione. La capacità C rappresenta, per le alte frequenze, virtualmente un cortocircuito verso terra, cosicchè la tensione d'uscita viene determinata dal rapporto di R a $R + R_{2B}$. Per le frequenze più basse invece C non è un cortocircuito. Al decrescere della frequenza, la crescente reattanza di C determina ai terminali d'uscita una quantità maggiore della tensione d'entrata. La frequenza frontiera (turnover) superiore, deve la reattanza di C uguaglia R, è di 260 Hz ed in questo punto si ha all'uscita un incremento di 3 dB. Il livello d'uscita continua ad aumentare al decrescere della frequenza a causa dell'aumento dell'impedenza del « braccio » d'uscita del divisore di tensione. Quando la reattanza di C diventa uguale a $R_{2A} + R$, l'esaltazione dei bassi cessa. A questo frequenza frontiera inferiore, l'esaltazione dei bassi è contenuta entro 3 dB del massimo raggiunto; l'esaltazione, massima naturalmente, è uguale alla tensione di entrata. Maggiore è il rapporto di R_{2A} a R, maggiore è l'esaltazione totale dei bassi e più alta diventa anche la frequenza alla quale ha inizio la stessa esaltazione.

Come si può vedere, in questo circuito la capacità C ha un ruolo essenziale. Se C dovesse essere cortocircuitato, non si avrebbe alcuna esaltazione dei bassi; ci sarebbe invece la stessa attenuazione per tutte le frequenze. Ritornando alla figura 1a, possiamo ora comprendere il ruolo che esplica R_1. Quando il controllo dei bassi è nella posizione di mezzo o al di sotto (rotazione antioraria), R_1, riunito a questo con-

trollo, è su un minimo ed in effetti cortocircuita C. Quindi non c'è alcuna esaltazione « extra » dei bassi dovuta a C. Portando il controllo dei bassi « al di sopra della posizione mediana » (rotazione oraria) C non è più cortocircuitato, (cortocircuito inteso per le frequenze alternate), così può introdurre l'esaltazione «extra» dei bassi. La quantità d'esaltazione « extra » dipende dal valore della parte cortocircuitata di R_1. Più il controllo dei bassi si trova al di sopra della posizione centrale maggiore è l'esaltazione « extra » dei bassi dovuta a C. Questa « extra » esaltazione dipende nello stesso tempo della posizione del cursore di R_2. Più bassa è la posizione di quest'ultimo, maggiore è il rapporto tra R_{2A} e R (vedi fig. 1b) e perciò maggiore è l'esaltazione potenziale « extra » dei bassi. Ciò, ripetiamo si può avere soltanto se il controllo dei bassi si trova nella parte corrispondente alla rotazione oraria rispetto alla posizione di centro, cioè quando R_1 non cortocircuita C. R_3 ha lo scopo di limitare la frequenza alla quale inizia l'esaltazione (aumento di 3 dB) alle posizioni molto basse del controllo di guadagno. R_3, R_{2A} e C limitano, fin quando il controllo di guadagno non venga praticamente escluso, la frequenza frontiera superiore al di sotto di 1000 Hz. Il valore di R_2 deve essere scelto in modo da adattarsi alla maggior parte degli amplificatori di controllo, cioè deve essere un valore abbastanza basso da non introdurre, in unione con la capacità d'entrata di un triodo a μ elevato (tipicamente una 12AX7), posto a valle dell'amplificatore di controllo, una perdita rilevante d'alta frequenza.

2. - EFFETTI DEL CONTROLLO

Le fig. 2a, 2b, 2c, e 2d illustrano gli effetti dei vari valori, che assume R_1, man mano che il controllo dei bassi viene ruotato in senso orario a partire dalla posizione di mezzo. Ciascuna figura illustra l'effetto di R_1 per una data posizione del controllo di guadagno. Queste posizioni rappresentano riduzioni di volume di 10, 20, 30 e 40 dB a 1000 Hz.

La fig. 2a fa vedere come, con una riduzione di 10dB, si ha pochissima esaltazione « extra » dei bassi, anche quando il controllo dei bassi è del tutto inserito e perciò R_1 assume il massimo valore, consentendo la massima esaltazione « extra ». A 40 Hz si ha soltanto 1 dB circa d'esaltazione « extra ». In tale condizione, precisamente con volume ridotto soltanto di 10 dB, il controllo convenzionale dei bassi sarà senz'altro in grado di dare la richiesta esaltazione.

Quando il volume viene ridotto di 20 dB, si possono avere a 40 Hz più di 5 dB di esaltazione « extra ». Quando il volume decresce di più di 20 dB (controllo convenzionale dei bassi inadeguato alla bisogna) si ha a disposizione una notevole esaltazione « extra » dei bassi.

Quando il volume viene ridotto di 30 dB a 1000 Hz, a 40 Hz si può avere un'esaltazione « extra » di 11,5 dB. Ammettendo che il controllo convenzionale dei bassi possa dare un'esaltazione di 10 dB, si ha complessivamente un'esaltazione di 26,5 dB. Quando, infine, il volume viene ridotto di 40 dB, a 40 Hz si può avere un'esaltazione « extra » di 18 dB e, facendo le stesse ammissioni di cui sopra, un'esaltazione complessiva, di 33 dB.

Per avere una maggiore esaltazione « extra » dei bassi, come indicato dai grafici di fig. 2, basta diminuire il valore di C, facendo sì che l'esaltazione abbia inizio ad una frequenza più alta.

Valori tra 0,025 μF e 0,1 μF rappresentano valori pratici e servono a mantenere l'esaltazione nella zona inferiore della banda audio, zona sua specifica, dato che l'effetto Fletcher-Munson investe principalmente le frequenze al di sotto dei 400 Hz.

3. - LIMITAZIONI

Il circuito di fig. 1a non consente un'attenuazione infinita, come generalmente consentono i controli di guadagno.

L'attenuazione massima possibile è di 45 dB. Tenendo a mente che un'attenuazione di circa 30 dB è generalmente quella di maggiore impiego e che la dinamica della maggior parte delle sorgenti sonore non supera i 45-50 dB, si ritiene che un'attenuazione di 45 dB dovrebbe essere sufficiente. Un'attenuazione limitata, d'altronde, è molto utile per l'ascoltatore . . . distratto, che, per esempio, abbassa il volume per rispondere al telefono e poi, preso da successivi impegni, dimentica di spegnere l'apparecchio. Quel poco suono lo richiamerà alla realtà . . . precedente. Comunque per aumentare ancora l'altenuazione massima è sufficiente ridurre R_3, aumentando contemporaneamente in proporzione C e diminuendo R_1.

Una seconda critica che potrebbe essere fatta al circuito di fig. 1a è che nella posizione centrale del controllo dei bassi, R_1 non ha valore nullo, come teoricamente dovrebbe essere, ma di 2500 Ω, fatto che comporta di conseguenza una certa esaltazione « extra » dei bassi. R_1 è un componente di normale approvviggionamento: precisamente un potenziometro a curva logaritmica che, con un'escursione in senso orario del 50%, raggiunge il 5% della propria resistenza totale.

Tuttavia, quando il volume diminuisce di 10, 20 dB a 1000 Hz, un valore di 2500 Ω per R_1 non comporta virtualmente alcuna esaltazione « extra ». dei bassi. Con una riduzione di 30 dB e con una resistenza di 2500Ω, l'esaltazione « extra » è inferiore ad 1 dB, come illustrato in fig 2c. Solo quando il volume scende di 40 dB, si ha un significativo aumento dell'esaltazione « extra », comunque ancora inferiore ai 3 dB, come illustrato in fig. 2d.

Con un livello d'ascolto ridotto di 40 dB in pratica si dovrebbe esigere un'esaltazione superiore a 3 dB!

Entrambe le critiche — attenuazione incompleta ed esaltazione residua dei bassi — possono essere evitate impiegando per R_1 un potenziometro speciale, precisamente uno che abbia resistenza zero nel primo 50% della sua rotazione in senso orario. La Mallory e la IRC hanno assicurato di poter fornire su ordinazione un tale potenziametro speciale al presso di 10 dollari.

4. - CONCLUSIONE

Per concludere, si può far rilevare che la fig. 1a presenta un circuito veramente nuovo nel campo della composizione della intensità sonora. È vero che se si preme il controllo dei bassi alla destra della posizione mediana, in modo che R_1 assuma un valore apprezzabile, permettendo un'esaltazione « extra » dei bassi, il controllo di guadagno si computa come un controllo dell'intensità sonora, dando, al diminuire del volume, una crescente esaltazione dei bassi, ma questo non è però il modo di funzionamento inteso, sebbene molti ascoltatori possono trovarlo soddisfacente.

Nel caso specifico non si è pensato ad una compensazione automatica dell'intensità sonora, come nel caso del controllo dell'intensità, dove l'ascoltatore regola il controllo dei bassi perché gli dia ciò che possa soddisfare il suo orecchio; nessuno ha finora messo in discussione il fatto che l'orecchio dovrebbe essere l'arbitro finale. Il controllo variabile dei bassi può dare un'esaltazione « extra » dei bassi di circa 20 dB oltre a quella data dal controllo convenzionale e agisce così solo quando necessita, ai bassi livelli d'ascolto, un'esaltazione « extra ». Per di più, a differenza di quanto succede con il controllo dell'intensità sonora, l'ascoltatore può sempre tornare alla risposta piatta, portando il controllo dei bassi nella posizione di mezzo (a meno che il volume non sia stato ridotto di 40 diB e più il che è estremamente raro).

La fig. 1a non rappresenta necessariamente l'ultima versione del controllo variabile dei bassi. Tuttavia contiene in verità, a nostro parere, un importante principio; se l'esaltazione dei bassi è resa necessaria dall'effetto Fletcher-Munson, allora il controllo dei bassi dovrebbe essere in grado di dare tutta l'esaltazione necessaria a compensare questo effetto, con una riserva sufficiente per quell'enfasi dei bassi, richiesta per altri motivi. *A*

dott. ing. Ferruccio Bebber

Amplificatore stereo da 14 + 14 W*

Costruzione di un amplificatore ad alta fedeltà di media potenza con polarizzazione catodica comune per una migliore regolazione della potenza.

Gli amplificatori stereo di potenza sono veramente molto più di due semplici amplificatori monofonici montati su un unico telaio e con l'alimentatore comune, come molti ritengono. Scopo del presente articolo è di descrivere un amplificatore stereofonico facile da costruire e da usare; esso costituisce un esempio dell'applicazione di certi criteri, che consentono al progettista di ottenere sia una buona prestazione d'esercizio che una economia nella costruzione.

Consideriamo dapprima l'alimentatore comune. Supponiamo uno stadio che assorba 50 mA con segnale nullo e 100 mA alla soglia di distorsione. Con un amplificatore monofonico, ricordando che lo stadio d'uscita fornisce la maggior parte del carico, la corrente massima d'uscita è il 200% di quella a segnale nullo Questo comporta una caduta considerevole nella tensione positiva di batteria, che provoca una perdita di potenza in uscita e, in qualche caso, una instabilità dovuta alle tensioni variabili di alimentazione verso gli stadi precedenti.

Con un amplificatore stereo equivalente, la differenza tra la corrente assorbita nella condizione di inattività per entrambi gli amplificarori e nella condizione di massimo per uno dei due è la differenza tra 100 mA e 150 mA: una variazione che l'alimentatore può sopportare più agevolmente. Se è vero che gli amplificatori possono essere sovraccaricati contemporaneamente, si deve però considerare che la differenza ad es. tra 10 e 5 W è solo di 3 dB, e che ad un valore significativo di separazione stereofonica consegue una notevole differenza elettrica tra i segnali ricevuti dai due amplificatori.

Il secondo argomento da considerare è la sorgente di polarizzazione per lo stadio d'uscita. In un amplificatore del tipo più comune, classe AB_1 e polarizzazione automatica, la caduta di tensione attraverso la resistenza catodica aumenterà in proporzione alla corrente assorbita dallo stadio. Non appena questo avviene, la polarizzazione effettiva aumenta e si stabilisce un nuovo punto di funzionamento.

Quantunque l'impiego di una elevata capacità, in derivazione alla resistenza catodica, tenda a rallentare questa variazione permettendo così all'amplificatore di seguire brevi transitori, il condensatore non postrà evitare una variazione definitiva del punto di funzionamento e la conseguente riduzione di

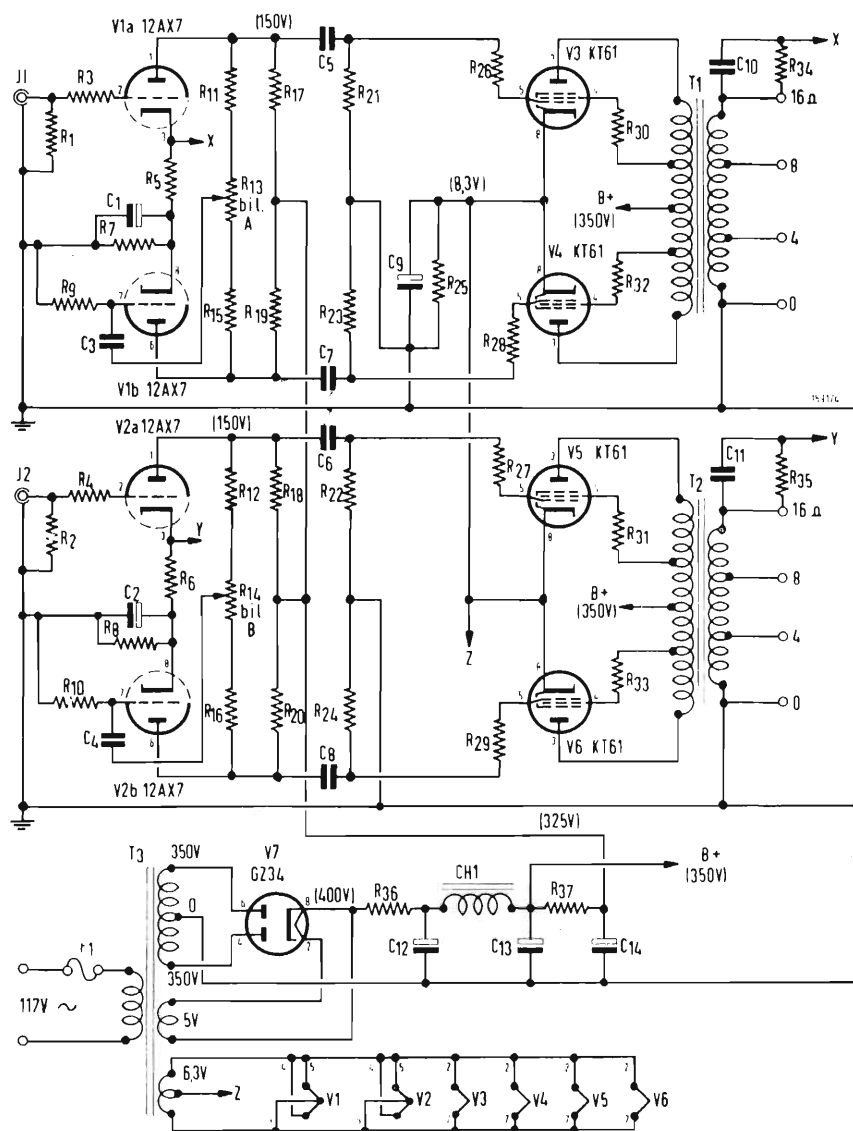



Fig. 1 - Schema elettrico, secondo il quale è stato realizzato l'amplificatore descritto. $R_1 = R_2 = R_9 = R_{10} = R_{21} = R_{22} = R_{23} = R_{24} = 470$ kΩ, ½ W; $R_3 = R_4 = 10$ kΩ, ½ W; $R_5 = R_6 = 56$ Ω, ½ W; $R_7 = R_8 = R_{34} = R_{35} = 1$ kΩ, ½ W; $R_{11} = R_{12} = R_{15} = R_{16} = 240$ kΩ, ½ W; $R_{13} = R_{14} = 500$ kΩ, potenziometro; $R_{17} = R_{18} = R_{19} = R_{20} = 150$ kΩ, 1 W; $R_{35} = 50$ Ω, 10 W, filo; $R_{26} = R_{27} = R_{28} = R_{29} = 22$ kΩ, ½ W; $R_{30} = R_{31} = R_{32} = R_{33} = 100$ Ω, ½ W; $R_{36} = 200$ Ω, 10 W; $R_{37} = 4,7$ kΩ, 1 W; $C_1 = C_2 = 250$ µF, 6 V, elettrol.; $C_3 = C_4 = C_5 = C_6 = C_7 = C_8 = 0,05$ µF, 400 V; $C_9 = 1000$ µF, 15 V, elettrol.; $C_{10} = C_{11} = 0,001$ µF, 400 V; $C_{12} = C_{13} = C_{14} = 10/40/40$ µF, 450 V, elettrol.; $CH_1 = 6$ H, 200 mA; $T_1 = T_2 =$ trasf. di uscita 8 kΩ controfase a 4,8, 16 Ω, 20 W; $T_3 = 350$ o 350 V a 200 mA, 6,3 V presa centrale a 8 A, 5 V a 3 A; $V_1 = V_2 = 12AX7$; $V_3 = V_4$ e $V_5 = V_6 =$ = KT61 (coppie scelte); $V_7 =$ GZ34.

(*) Voss, R.M., Dual 14-watt stereo amplifier, *Electronics World*, novembre 1960, pag. 48.

Fig. 4 - Misure di potenza continua e curva di risposta dell'amplificatore. I valori nominali di potenza sono di 14 W per un singolo canale e di 28 W per entrambi i canali.

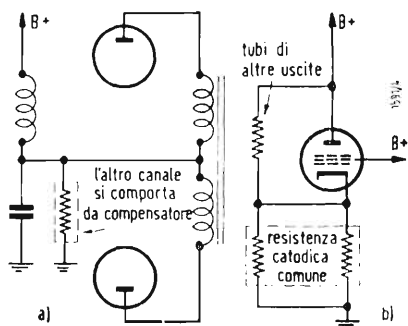
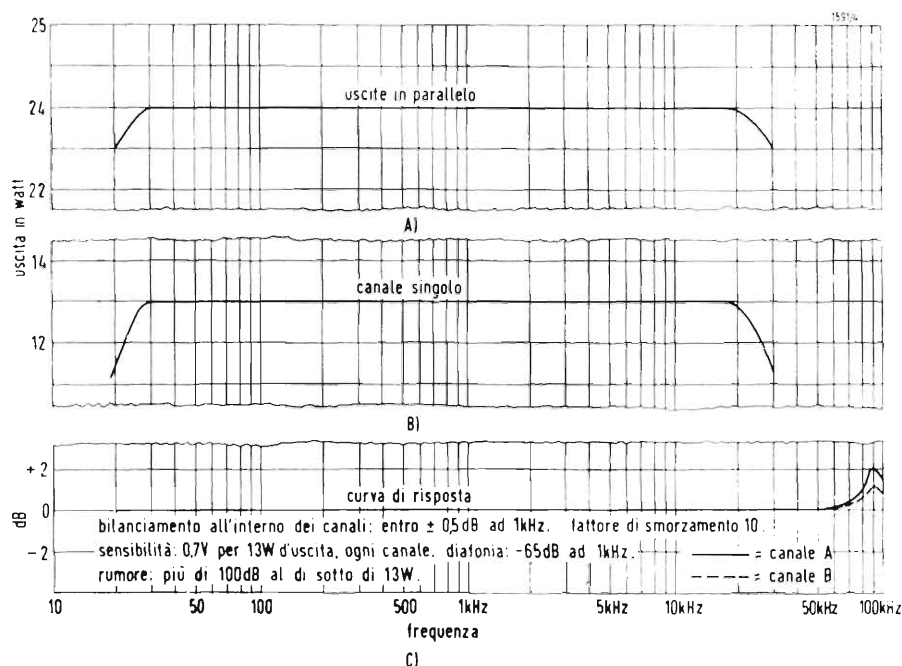



Fig. 2 - Regolazione dell'alimentatori in *a*) e stabilizzazione della polarizzazione in *b*).

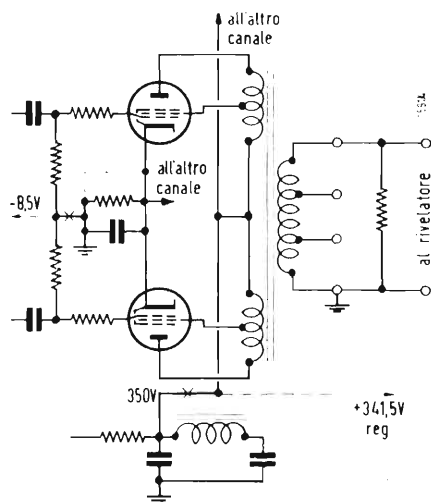



Fig. 3 - Disposizione circuitale per le misure di potenza.

potenza in uscita. (Questa è una delle ragioni della grande differenza, in alcuni amplificatori, tra i valori nominali della potenza musicale e della potenza con un'onda sinusoidale continua.) Impiegando per i due stadi d'uscita un resistore unico (naturalmente di resistenza metà e di potenza doppia), si introduce un elemento di regolazione simile a quello impiegato nell'alimentatore, come è indicato schematicamente in fig. 2.

1. - IL CIRCUITO

La fig. 1 rappresenta lo schema di un amplificatore stereo da 14 + 14 watt, in cui sono applicati i criteri suaccennati. L'uso del KT61 è piuttosto raro in circuiti di alta fedeltà; tuttavia nel funzionamento ultra-lineare essi producono una quantità estremamente piccola di distorsione, richiedono segnali di griglia molto deboli, e presentano una differenza relativamente piccola della corrente totale di placca e di griglia schermo con segnale zero e con segnale massimo. Per tutti questi aspetti i KT61 sono superiori ai più comuni 6V6.

Il resto del circuito è convenzionale; si tratta fondamentalmente, del circuito raccomandato dalla Acrosound per il suo trasformatore TO-310. Una variazione è stata introdotta: invece di alimentare le griglie degli invertitori di fase inferiori dal punto di giunzione di due resistenze, sono stati previsti controlli di bilanciamento, che consentono al costruttore di aggiustare le tensioni di griglia dei KT61 in modo che siano uguali o che diano la minima distorsione per intermodulazione.

2. - COSTRUZIONE

Alcune delle caratteristiche di costruzione seguite dall'autore possono essere degne di menzione. L'alimentatore è separato il più possibile dalle boccole di ingresso per tenere al minimo il ronzio. Per ogni amplificatore sono impiegati fusibili di terra separati, e l'alimentatore è messo a terra attraverso uno di essi. Le connessioni di telaio sono eseguite soltanto alle boccole d'ingresso, in accordo con la pratica corrente. La presa centrale dell'avvolgimento di riscaldamento è collegata ai catodi dei tubi di uscita, in modo da eliminare la possibilità di scariche tra riscaldatore e catodo nel 12AX7. Il livello di ronzio e di rumore che ne risulta è più di 100 dB al di sotto della potenza nominale con gli ingressi messi a terra. Negli amplificatori americani è raro l'impiego di resistenze di smorzamento delle griglie schermo e di controllo; tuttavia è opportuno includerle, dal momento che la potenza da esse consumata è praticamente trascurabile e che i KT61 hanno una transconduttanza eccezionalmente elevata.

3. - PRESTAZIONI

La diafonia è di —65 dB, molto meglio perciò che nelle migliori sorgenti di segnali correntemente disponibili. Essa potrebbe tuttavia essere migliorata impiegando uno schermo di mumetal, che corra lungo l'asse del telaio dall'estremità d'ingresso al lato lontano del trasformatore d'uscita.

(segue a pag. 89)

dott. ing. Giuseppe Baldan

Il radioricevitore portatile AM ed FM Philips Colette

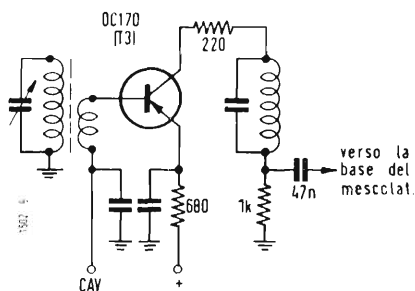



Fig. 1 - Schema di principio del preamplificatore per alta frequenza in ricezione MA.

Il ricevitore Colette lavora con 11 circuiti MF e 6 circuiti MA ed ha le seguenti gamme d'onda: lunghe, medie, ultracorte. Il dipolo per OVC è accoppiato induttivamente al circuito in entrata, stabilmente sintonizzato al centro della gamma. Esso serve anche come antenna per MA ed a questo scopo viene collegato capacitativamente, attraverso una bobina per OVC, al piede del circuito MA. Si può inoltre utilizzare anche un'antenna esterna, per esempio quella di un auto. Le due bobine di entrata per la MA sono avvolte attorno ad una sbarretta di ferrite, il che garantisce una buona ricezione in MA.

1. - PARTE MA

Parliamo dapprima della ricezione in modulazione di ampiezza. Un avvolgimento a bassa impedenza adatta il tratto base-emettitore del transistore T_3 al circuito dell'antenna in ferrite. Come si vede nella fig. 1, questo transistore lavora come un amplificatore per alta frequenza aperiodico.

La resistenza di carico in alta frequenza ha un valore di 1 kΩ ed è posta al di sotto del circuito a 10,7 MHz che non ha alcuna influenza sulla ricezione in MA. Attraverso il condensatore di accoppiamento da 47 μF ed il circuito secondario di questo filtro, la tensione in alta frequenza arriva alla base del secondo transistore OC170, che lavora come transistore mescolatore per la MA. Nel suo circuito di collettore si trovano due filtri di banda in serie: uno per 10,7 MHz ed uno per 460 kHz. Poi si trova il circuito oscillante accoppiato lasco attraverso prese intermedie. Lo oscillatore funziona, come si vede nella fig. 2, come un circuito induttivo a tre punti con base a massa.

La massa a terra per la frequenza di oscillatore avviene attraverso il condensatore da 3,9 pF utilizzato in MF come neutralizzatore.

Il funeionamento dell'amplificatore di media frequenza T_5 è facile da comprendere. Il rivelatore MA fornisce attraverso le linee *A* la tensione in bassa frequenza e comanda, attraverso i normali elementi di disaccoppiamento e di filtro ed attraverso l'avvolgimento di accoppiamento del circuito di entrata, la base dell'amplificatore in AF T_3. Con ciò si ha il vantaggio di attenuare già prima del mescolatore i segnali molto forti, in modo da non bloccare questo stadio.

Fig. 2 - Schema di principio dell'oscillatore MA. Si tratta di un circuito induttivo a tre punti con base a massa. Il circuito corrispondente a valvola si indica di solito con il nome « a reazione catodica ».

2. - PARTE MF

I transistori di preamplificazione e di conversione lavorano con la base a massa, cioè con il collegamento più favorevole per questo caso. Ciò è indicato nello schema anche con il fatto che le basi di questi due transistori sono disegnate in basso. Nella fig. 3 è rappresentata l'alimentazione del transistore T_1. La sua entrata è collegata ad una presa capacitiva (33 pF) del circuito di entrata.

Il segnale passa poi, attraverso un condensatore da 3,3 pF, del circuito di collettore al transistore mescolatore. Il circuito dell'oscillatore, accoppiato per mezzo di 180 pF al collettore, è reazionato attraverso un condensatore da 3,3 pF che riporta il segnale all'entrata del transistore T_2. Per compensare la rotazione di fase che si ha in questo campo all'interno del transistore si è inserita una induttanza fra emettitore e base.

Il diodo OA79 funziona da limitatore per la media frequenza e tronca i segnali troppo forti. Esso impedisce perciò una influenza ed una variazione di sintonizzazione dell'oscillatore. Questo diodo non era previsto nelle precedente edizione della Colette.

Nella ricezione MF il transistore T_3 serve, dopo la chiusura dei contatti n. 14 e n. 14' come primo stadio in media frequenza. Esso viene neutralizzato per mezzo di un condensatore da 39 pF attraverso un particolare avvolgimento del circuito di collettore.

In modo uguale lavora anche il transistore T_4. A tal fine si deve cortocircuitare verso massa, con i contatti n 4 e n. 4' il circuito oscillante per MA.

I transistori T_3 e T_4 sono protetti con resistenze da 220 Ω contro l'effetto di trascinamento cioè contro il pericolo di disintonizzazione del circuito di collettore dovuto alla variazione della capacità interna del transistore, che si manifesta nella ricezione di stazioni con segnale di grande intensità. Queste resistenze servono inoltre per appoggiare l'effetto limitatore del rivelatore a rapporto.

Il terzo stadio in media frequenza, con il transistore T_5, è pure neutralizzato per 10,7 MHz. In questo caso la neu-

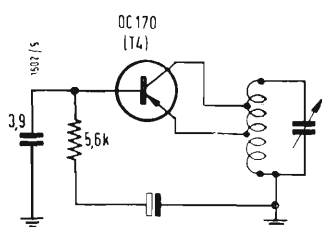
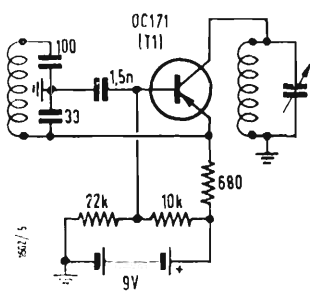



Fig. 3 - Alimentazione del preamplificatore per onde ultracorte rappresentato nel modo normale.

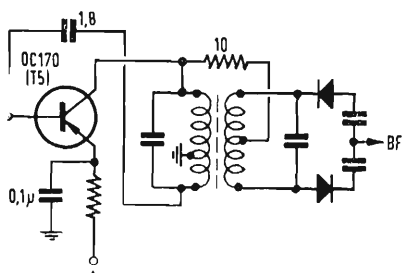



Fig. 4 - Neutralizzazione dell'ultimo stadio a media frequenza ed accoppiamento con il rivelatore a rapporto.

tralizzazione, disegnata nella fig. 4, serve per neutralizzare la parte della bobina primaria, collegata alla resistenza da 10 Ω. Il rivelatore a rapporto non funziona con l'accoppiamento ausiliario induttivo ma con un accoppiamento galvanico ottenuto con la resistenza da 10 Ω che di solito si trova in serie con la bobina di accoppiamento induttiva. Questo circuito garantisce una migliore soppressione della MA. La messa a terra in corrente continua di questo rivelatore simmetrico viene effettuata attraverso la bobina. La bassa frequenza viene prelevata dal punto di mezzo della resistenza di carico, questo punto viene creato elettricamente con i due condensatori da 10 µF.

Poichè nella ricezione in MF si ha una alta amplificazione nei tre stadi di media frequenza, si è ritenuto conveniente abbassare l'impedenza dei primi quattro circuiti in media frequeza con un condensatore da 110 pF, in modo da potere collegare direttamente i circuiti di collettore al transistore.

3. - PARTE IN BASSA FREQUENZA

Dopo il potenziometro regolatore di volume *L*, troviamo un regolatore di tono unico *K*, ed un amplificatore di bassa frequenza a due stadi: il preamplificatore T_7 e lo stadio finale con due transistori OC74. Il trasformatore di uscita è previsto solo per la controreazione di tensione verso il circuito di base dello stadio finale. In questo modo si abbassa di tanto la resistenza interna dello stadio finale che si può collegare direttamente senza trasformatore di potenza l'altoparlante da 70 Ω. Con questo sistema si risparmia anche la presa intermedia del trasformatore d'uscita.

Un'altra controreazione viene riportata alla base del primo transistore per bassa frequenza T_6 attraverso un circuito attenuante le frequenze medie. Il circuito di base di ciascuno dei transistori di uscita è stabilizzato per mezzo di un termistore da 130 Ω.

La Collette è un ricevitore portatile di tipo tascabile con commutazione di gamma a tasti ed ampia scala lineare. Una boccola permette la riproduzione di dischi, e l'apparecchio può essere utilmente usato anche in casa quale secondo ricevitore portatile. Nel libretto di note di servizio della Colette si trova una ripeoduzione ingrandita dello schema del circuito stampato con tutte le posizioni di montaggio e con le tensioni più importanti. Si può quindi eseguire con rapidità e facilità un primo controllo generale del ricevitore per la riparazione, vantaggio questo molto importante, perchè il tempo delle officine di riparazione è veramente prezioso.

L'assorbimento del ricevitore senza segnale, o con segnale molto basso, è di appena 25 mA. Cioè tanto quanto occorreva una volta per alimentare il circuito di filamento di un ricevitore a valvola con alimentazione a batteria. Con la tensione di alimentazione di 9 V si ha una potenza assorbita di 0,225 W, cioè meno di quanto occorre per una normale lampada tascabile.

Lo schema elettrico generale è riportato a pag. 96, nella rubrica Archivio Schemi. *A*

rassegna della stampa

(segue da pag. 87)

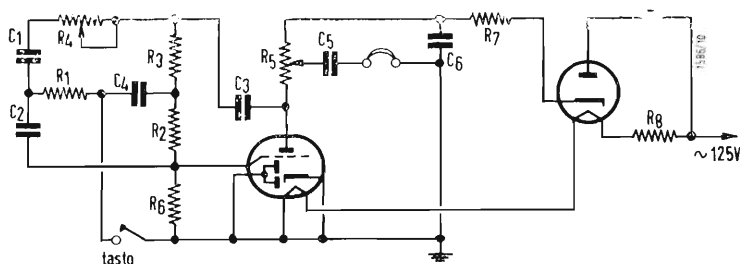
Le curve di potenza sono indicate nei diagrammi di fig. 4. Il fatto che ci sia una piccola differenza tra l'uscita combinata e due volte l'uscita da un singolo canale è dovuto all'eccelente regolazione dello stadio d'uscita. Il valore nominale della potenza musicale è di circa 14 W (individuale) e di 28 W (combinata).

I dati della potenza musicale sono stati misurati come segue.

In sostituzione dell'alimentatore proprio è stado collegato un alimentatore a regolazione virtualmente perfetta per la gamma delle correnti richieste, ed è stato aggiustato in modo da fornire esattamente 341,5 V (350 meno 8,5) alla presa centrale dei trasformatori d'uscita, Messi a terra i catodi dei tubi d'uscita, le resistenze di griglia sono state staccate da terra e connesse ad una tensione di polarizzazione fissa di − 8,5 V. La forma d'onda in uscita veniva fatta variare fino a che dava segni di distorsione, ciò che avveniva per un equivalente di 14 W per ogni canale e di 28 W per i due canali in parallelo. Vedi fig. 3.

Lo scopo di queste misure era di calcolare la potenza massima, che l'amplificatore potesse fornire per periodi brevi (per « brevi » intendendosi: non abbastanza lunghi da permettere la variazione delle condizioni di funzionamento.) Naturalmente con questi criteri non esiste differenza di potenza di uscita tra la somma delle uscite con i canali in parallelo e il doppio dell'uscita di un singolo canale.

La differenza tra le curve di risposta dei due canali è il risultato delle tolleranze dei condensatori di reazione. Nessun dubbio che entrambi i condensatori possano essere scelti in modo da avere una curva piatta fino a 80 kHz.

Provate a costruire questo amplificatore come primo vostro progetto stereo. Dedicando una certa cura alla sua costruzione, l'amplificatore darà ottime prestazioni e durerà per molti anni. *A*

Oscillofono per esercitazioni e varie

0229 - *Sig. C. Puglisi - Siracusa.*

L'oscillofono per esercitazioni radiotelegrafi che il cui schema è stato riportato a pagina 427 di *l'antenna* (1958) è privo di un collegamento. In figura 1 riportiamo lo schema aggiornato. Tale apparecchio deve essere collegzto *ad un solo capo della rete*, tenendo presente che il ritorno della corrente alternata deve essere collegato a massa. Si consiglia la costruzione in pannello isolante avendo cura che tutti i collegamenti siano ben isolati. Il condensatore C_5 dovrà essere di ottima qualità e adatto a sostenere una tensione di punta di 1000 V: ciò per evitare che la cuffia, in caso di perforamento possa essere attraversata dalla tensione anodica. Ecco il valore dei vari componenti: C_1, C_2 = 0,001 μF, mica, 300 V; C_3 = 0,01 μF, carta, 400 V; C_4 = 0,002 μF, mica, 300 V; C_5 = 0,003 μF, carta, 600 V lavoro; C_6 = 20 μF, 400 V, elettrolitico; R_1 = 27000 Ω, ½ W; R_2 = 270.000 Ω, ½ W; R_3 = 220.000 Ω, ½ W; R_4 = 1 MΩ, potenziometro carbone; R_5 = 100.000 Ω, potenziometro (volume); R_6 = 2,2 MΩ, ½ W; R_7 = 47000 Ω, ½ W; R_8 = 530 Ω, 25 W (per alimentazione a 125 V). Nel caso che collegando l'apparecchio ad un capo della rete, i filamenti delle valvole non accendano, occorre collegarlo all'altro capo. Non dimenticare la presa di terra indicata sullo schema.

In figura 2 si ha lo schema di un oscillofono a transistori molto semplice adatto per alimentare due cuffie in parallelo. Il transistore usato è del tipo 2N107 o altro corrispondente. R_1 = 1800 Ω, R_2 = 2700 Ω, R_3 = 22000 Ω, P = 50000 Ω potenzionetro tipo miniatura; C_1 = C_2 = 10000 pF.

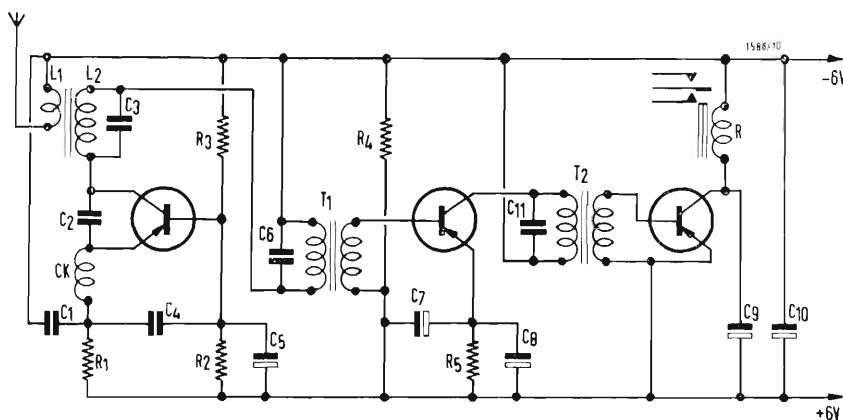
Per quanto riguarda il quesito relativo la portata del trasmettitore, deve precisare se trattasi di apparecchi relativi il radiocomando oppure per comunicazioni dilettantistiche o professionali. (*P. Soati*)

Apparecchi trasmittenti e riceventi per radiocomando

0230 - *Richiedenti diversi.*

Evidentemente la sua lettera precedente non ci è pervenuta, altrimenti, anche in caso negativo, avrebbe avuto risposta. Purtroppo, dato il numero delle richieste che ci pervengono, non ci è possibile dare delle risposte tempestive, specialmente in quei casi che comportano ricerche di schemi o di altro materiale.

Senza dilungarci passiamo all'argomento riportando, in figura 1 lo schema di un ricevitore a transistori per radio comando di modelli ridotti, realizzato in Olanda. Esso è adatto per funzionare su frequenze fino a 100 MHz e naturalmente è del tipo a superreazione. Secondo l'autore è stato messo a punto dopo sei mesi di prove. Lo stadio oscillante è un insieme del circuito Clapp e del circuito negadyne. Un transistore Philips OC170 funge da rivelatore con una frequenza di taglio di 100 MHz. Questo stadio è seguito da altri due in bassa frequenza, il primo con un transistore OC71 ed il secondo con un OC-72. I trasformatori di bassa frequenza sono del solito tipo miniatura con rapporto 4 : 1. L'avvolgimento del relé deve avere una resistenza compresa fra i 300 ed i 500 Ω. L'impedenza CK, che deve avere un valore, non critico, di circa 300 μH può essere realizzata usando una bobina per trasformatore di MF. Le bobine L_1 e L_2 si possono costruire avvolgendo su di un supporto a minima perdita di 8 mm di diametro, con nucleo regolabile, 12 spire unite di filo smaltato da 7/10. Sopra questo avvolgimento, e dal lato freddo, si avvolgerà il primario costituito da 2 spire di filo da 5/10 (meglio sotto plastica). Il valore degli altri elementi è il seguente: C_1 = 1nF; C_2 = 6,8 pF; C_3 = 22 pF; C_4 = 1 nF; C_5 = 10 μF, 3 V; C_6 = 20 nF; C_7 = 10 μF; 3V; C_8 = 10 μF, 3 V; C_9 = 32 μF, 12 V; C_{10} = 10 μF, 12 V; C_{11} = 20 nF; R_1 = 2200 Ω; R_2 = 3900 Ω; R_3 = 47000 Ω; R_4 = 15000 Ω; R_5 = 1000 Ω.

In figura 2 è rappresentato invece lo schema di un ricevitore, sempre per radio comando ed a transistori, il quale, usando il circuito reflex, funziona con due soli transistori.

Lo stadio di entrata lavora in superreazione con un transistore OC170. L'antenna, tramite un condensatore da 10 pF, è accoppiata al circuito oscillante del collettore che è accordato su 27,12 MHz. L'innesco delle oscillazioni è regolato tramite il condensatore da 40 pF, collocato fra l'emettitore ed il collettore. La frequenza di intermittenza è funzione della self induttanza che è inserita tra il circuito oscillante di accordo ed il primario del trasformatore di BF. Essa è dello ordine di 100 kHz. Il transistore OC74 (od altro di tipo similare) lavora secondo il montaggio reflex. Con una alimentazione di 6 V il ricevitore assorbe una corrente di 25 mA, con il relé in funzione, e 5 mA con il relé escluso. La presa ASCOLTO permette di regolare con la massima precisione l'accordo del ricevitore. Ecco il valore dei vari componenti: C_1 = 10 pF; C_2 = 10 pF; C_3 = 40 pF; C_4 = 5 nF; C_5 = 10 µF, 3 V; C_6 = 10 µF, 3 V; C_7 = 40 pF; C_8 = 7 nF; C_9 = 10 µF; C_{10} = 1 µF; C_{11} = 1 µF; R_1 = 4700 Ω, R_2 = 4700Ω; R_3 = 2700 Ω, potenziometro; R_4 = 2700 Ω; R_5 = 2200 Ω; R_6 = 50000 Ω potenziometro; R_7 = 90 Ω; R_8 = 3300 Ω:

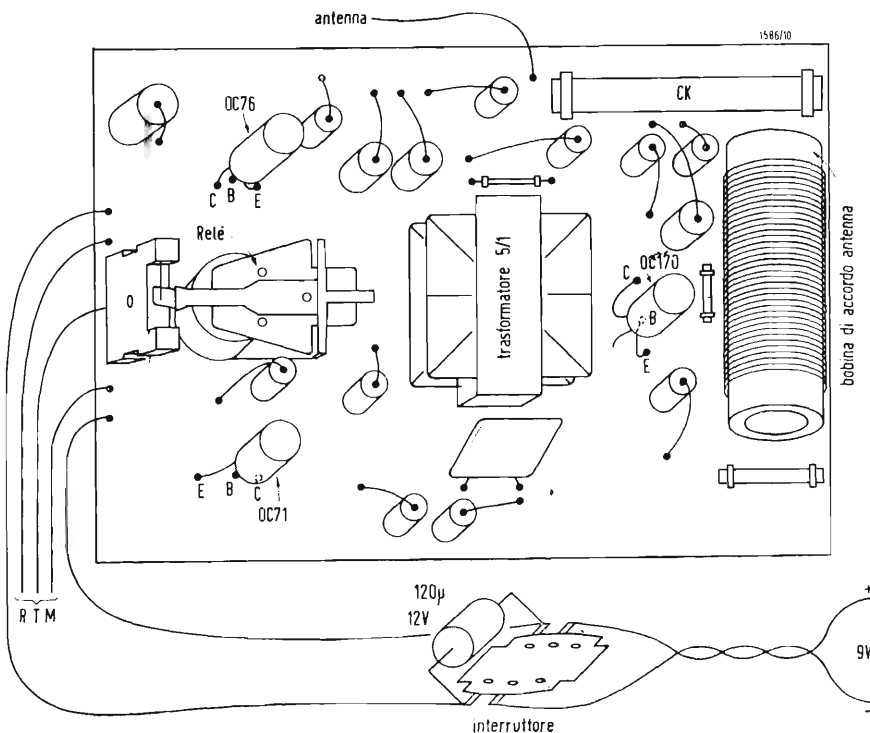
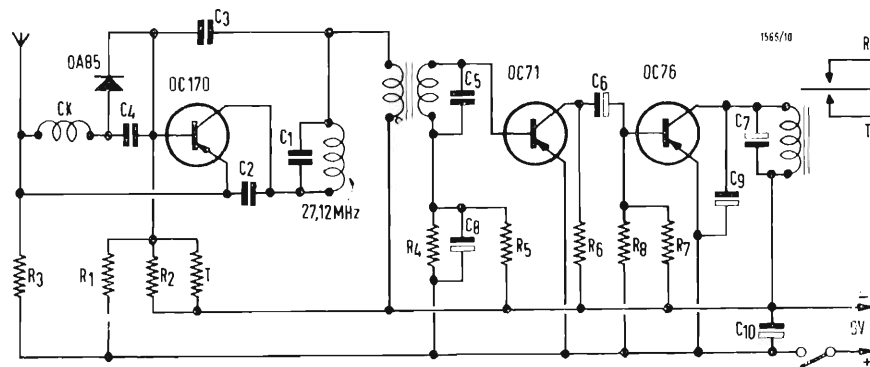
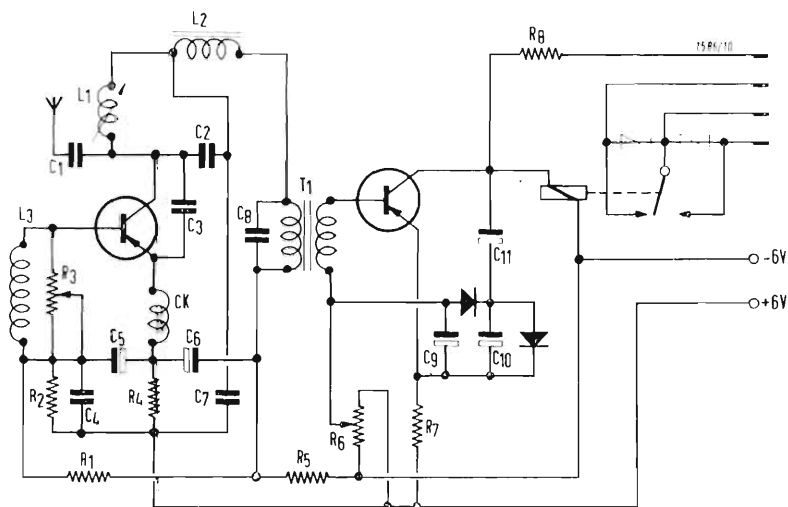
In figura 3 riportiamo un interessante schema di ricevitore realizzato da FI 63 per l'Associazione francese degli amatori del radiocomando. Esso utilizza una transistore OC-170 che lavora sulla solita frequenza di 27,12 MHz e che permette la ricezione di onde modulate ed è seguito da due stadi a bassa frequenza. Il trasformatore miniatura dovrà essere del tipo 1 : 5. L'uso di una termoresistenza è molto utile per limitare gli effetti del calore sui transistori. L'apparecchio originalmente è stato realizzato su di un circuito stampato. Il relé del tipo a 400 Ω dovrà funzionare egregiamente con una corrente di 3 mA. In figura 4 è riportata la disposizione dei vari elementi nell'apparecchio originale. Ecco il valore dei componenti: R_1 = 2700 Ω; R_2 = 12000 Ω; R_3 = 8200 Ω; R_4 = 47000 Ω; R_5 = 270000 Ω; R_6 = 4700 Ω; R_7 = 68000 Ω; R_8 = 680 Ω; T = termoresistenza 47000 Ω: C_1 = 4,7 pF; C_2 = 47 pF; C_3 = 5000 pF; C_4 = 5000 pF; C_5 = 0,05 µF; C_6 = 5 µF; C_7 = 5 µF; C_8 = 5 µF; C_9 = 16 µF; C_{10} = 100 µF; 12 V. La bobina sarà realizzata e regolata una volta tanto, in modo da ottenere la frequenza desiderata.

Analizzeremo in modo più completo un complesso ricetrasmittente per un piccolo modello navale. *(P. Soati)*

Protezione delle antenne televisive dall'azione dei fulmini

0231 – *Dott. G. Piermano – Assisi.*

Evidentemente un impianto ricevente per televisione o modulazione di frequenza, specialmente se sopraelevato ed in località isolata, può offrire qualche pericolo per quanto concerne i fulmini. Si tratta però di casi molto rari nei quali il fulmine, generalmente, si limita alla distruzione dell'antenna o di parte di essa e del primo tratto della discesa. Infatti se è ben difficile che il fulmine si scarichi sopra l'antenna è quasi impossibile che possa raggiungere l'apparecchio televisivo: ciò per il fatto che esso scaricandosi sull'antenna si comporta come un fronte d'onda rapidissimo equivalente ad un insieme di frequenze piuttosto elevate. Si può verificare talvolta che la scarica percorra il primo tratto della piattina di discesa, che distruggerà immediatamente in relazione all'elevatissima corrente, della durata di qualche milionesimo di secondo, ma la prima curva, effettuata dalla piattina stessa, introdurrà una impe-

denza tale al passaggio del fulmine che esso devierà in direzione dell'oggetto metallico più vicino (generalmente la grondaia).

Ad ogni modo se la zona dove lei dimora è soggetta a frequenti violenti scariche atmosferiche è opportuno effettuare una perfetta messa a terra del complesso di tubi che costituisce l'antenna, possibilmente a mezzo di un grosso conduttore di rame, preferibilmente cordato, il quale dovrà seguire un percorso rettilineo che lo conduca in un pozzo perdente o ad una presa di terra realizzata secondo il classico metodo della piastra di rame ricoperta di carbone e da uno strato di terra dalla quale fuoriesca un tubicino per l'eventuale inaffiamento.

Esistono dei scaricatori, adatti per piattina, e che potrà trovare presso qualsiasi ottimo rivenditore di materiale radio, ma essi generalmente hanno lo solo scopo di eliminare le scariche statiche prodotte da annuvolamenti temporaleschi o di altro genere. Tenga presente che durante i temporali è sempre prudente staccare il ricevitore di TV dalla rete, dato che questa è maggiormente soggetta a forti sbalzi, istantanei, di tensione.

(*P. Soati*)

Apparecchi per radiologia

0232 – *Dott. G. Puricelli – Varese.*

Effettivamente, sulla rivista *l'antenna* e tanto meno in questa rubrica, non abbiano trattato le apparecchiature radiologiche, ma ciò dipende dal fatto che l'argomento non ci è mai stato richiesto dai nostri lettori. D'altra parte si tratta di un campo piuttosto impegnativo e, per quanto concerne la costruzione di simili apparecchi, piuttosto ostico, date le difficoltà che si incontrano per strappare qualche informazione alle società costruttrici.

Conosco un'ottima letteratura in lingua tedesca che tratta ampiamente l'argomento ma osservo che non fa parte delle lingue da lei segnalate. Ad ogni modo penso che sia molto interessante il Bollettino dell'Esportazione edito dalla EXPORTATION ALLEMANDE Berlin n° 18, Am Friedrichshain 22 ed alla quale si può rivolgere per ottenerne una copia. Dovrà richiedere la parte relativa gli *apparecchi medicali*, in lingua francese. Si tratta di una pubblicazione che esce annualmente il cui costo è di 0,70 dollari (USA) e nella quale troverà descritti delle apparecchiature radiologiche e di altro genere, molto interessanti. In secondo luogo si rivolga pure alla SOCIETÀ PHILIPS. P. IV Novembre 3, Milano, richiedendo i dati sugli apparecchi radiologici di costruzione della stessa casa e dei relativi tubi. Recentemente la PHILIPS ha realizzato un apparecchio radiologico dotato di un tubo di dimensioni minime: infatti compreso l'involucro, messo a massa, misura 45 mm di lunghezza ed ha uno spessore di 14 mm. L'anodo può dissipare in modo continuo una potenza di 2,5 W e la tensione max è di 25 kV, con $I_{max} = 200\ \mu A$. In fig. 1 è riportata la sezione schematica del tubo. Si tratta di un apparecchiatura molto adatta per irradiazioni di verruche, di piccoli tumori superficiali della bocca o della faringe e molti altri usi terapeutici. Inoltre può essere usato per limitate radiografie.

Nel caso tale apparecchio le interessi pubblicherò ulteriori informazioni. (*P. Soati*)

Sezione schematica del tubo KT-PHILIPS

A = corpo anodica — G = filamento
Be = piastrina di berillio — M = manicotto metallico
Au = lamina d'oro — R = fascio di raggi X utili

A proposito dei trasmettitori modulati direttamente da una oscillazione ad onda lunga (modulata o no)

0233 – *Sig. E. Rancati – Sassari.*

Il sistema di trasmissione al quale fa riferimento era abbastanza usato in passato per motivi professionali: esso, come lei afferma, permetteva di modulare un oscillatore OC mediante una oscillazione ad onda lunga. Il ricevitore ad onda corta doveva essere realizzato in modo tale che dopo la rivelazione seguissero uno o più stadi atti a funzionare su onde lunghe e precisamente sulla stessa frequenza usata per modulare in emissione. Non so se valga la pena di accingersi alla costruzione di un simile complesso, tanto più che a quanto pare lei non dispone, già in partenza, di un *tx* radiantistico. Naturalmente nel caso lei opti per la costruzione dovrà interporre un condensatore di adeguata capacità nel circuito di alimentazione agendo in modo da evitare il corto circuito dell'A.T. La cosa del resto è molto facilitata nel caso realizzi il circuito Hartley in parallelo, tenendo presente che lo schema al quale fa riferimento, è stato realizzato molti anni addietro e si riferisce ad uno schema di principio che presenta le più svariate soluzioni. Il massimo rendimento, ed una messa a punto più semplice, si ottengono quando il rapporto fra le due frequenze f_2 e f_1, è il più elevato possibile. Penso che notevoli difficoltà troverà nella realizzazione del ricevitore, non tanto per la scelta dei valori che sono quelli classici dei ricevitori propri delle frequenze usate, quanto nell'esecuzione di una adatta schermatura, e di un perfetto, accordo che deve essere tale da eliminare dannose influenze di un circuito sull'altro. (*P. Soati*)

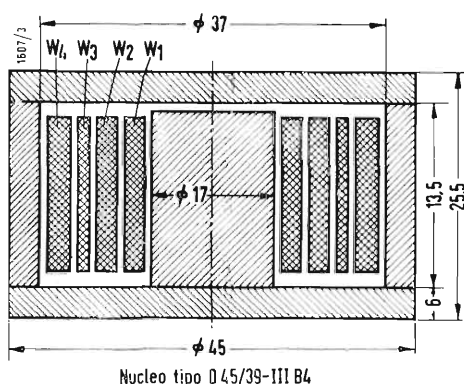
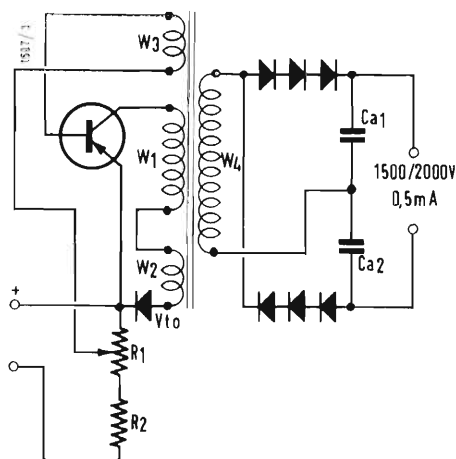
A proposito di alcune caratteristiche di tubi speciali

0234 – *Sigg. E. Vantini – Padova; G. Quattrini – Torino; M. Carli – Napoli.*

Purtroppo ho ricevuto dalla SPERRY Co. le caratteristiche di un tipo di klystron che non è quello per il quale il Sig. Vantini mi aveva scritto. Se tale richiesta è ancora valida, pregherei darmene conferma a mezzo di una cartolina, dato che sono in procinto di inoltrare una richiesta per altro materiale. Neanche il Sig. Quattrini posso accontentare dato che non mi sono state fornite le caratteristiche dei tubi in suo possesso. Ad ogni modo posso dire che si tratta di tubi per corrente continua aventi caratteristiche identiche a quelle dei tipi americani usati in apparecchi portatili. La prima cifra indica la tensione di accensione.

Le caratteristiche dell'ignitron BK42 sono perfettamente identiche a quelle del tipo 5551, come quelle del tipo BK44 sono identiche a quelle del 5554. La sigla AEG significa ALLGEMEINE ELEKTRIZITATS GESELLSCHAFT.

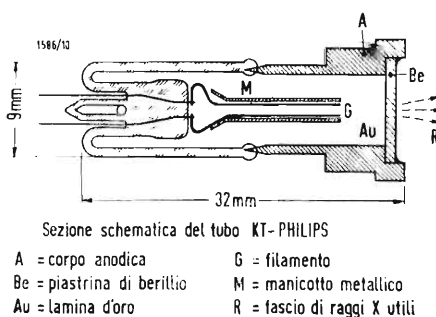
(*P. Soati*)

Nucleo tipo D 45/39-III B4

Gli elettreti. Generatore ATT per detti. Generatore ATT a transistori

0235 – *Sigg. C. Scotoni – Tivoli; G. Rossi – La Spezia e richiedenti precedenti.*

Per quanto si riferisce al quesito del Sig. Scotoni, innanzi tutto è opportuno far rilevare che se per tensioni fino a 10 kilovolt può essere consigliabile l'uso del solito raddrizzatore monoplacca, dovendo oltrepassare tale limite è consigliabile far ricorso al sistema dei moltiplicatori a diodi in serie, dove ciascun elemento è sottoposto a tensioni inverse inferiori ai 10 kW. Per tensioni fino a 2000 V può essere anche usato il circuito di cui alla figura 1, e che ci è stato fra l'altro richiesto dal signor Rossi, nel quale si fa uso di un transistore TELEFUNKEN OC604 spez. Il valore dei vari elementi è il seguente R1 = resistenza regolabile, 300 ohm 0,2 W; R2, resistenza 2000 ohm, 0,1 W; Ca1 = 0,1 μF, 2500 V; Ca2, 0,1 μF, 2500 V, ambedue questi condensatori saranno del tipo a carta.

L'avvolgimento del trasformatore, di cui alla figura 2, verrà eseguito come segue: W1 = 35 spire, rame smaltato da 25/100; (L = 1,66 mH); W2 = 24 spire, rame smaltato 35/100; W3 = 13 spire, rame smaltato 20/100; W4 = 3900 rame smaltato 7/100. V_{to} rettificatore al germanio o diodo tipo OA180. V_{t1}-2 raddrizzatori tipo silicio o al selenio adatti per 2000 V.

Nel caso specifico del Sig. Scotoni, l'uso di un generatore del tipo da lui proposto, simile a quello usato per i circuiti EAT in televisione è senz'altro consigliabile dato che oltre ad una soluzione molto semplice presenta notevoli vantaggi economici. Anzi nel caso egli

debba eseguire degli esperimenti sporadici gli consiglierei di usufruire senz'altro della EAT fornita da un televisore eventualmente in suo possesso.

Colgo l'occasione per rispondere ad alcuni lettori che sull'argomento mi avevano chiesto delucidazione tempo addietro. Gli *elettreti* sono degli isolanti i quali sono mantenuti in stato di polarizzazione elettrica, cioè con le loro molecole orientate, anche quando un dato campo eettrico ha cessato di agire su dii loro. Un modlo analogo, cioè, a quello che s verifica per i magneti sottopposti ad un campo magnetico. Essi generalmente si ottengono facendo agire sugli isolanti portati ad una data, e piuttosto elevata temperatura, un campo elettrico, e trovano applicazione nei microfoni, negli oscillatori nei tubi a vuoto eccetera. La carica di un elettrete generalmente si mantiene inalterata per decine e decine di anni. In linea di massima il procedimento per ottenere un elettrete deve essere il seguente:

Si pone una lastra di plexiglass, dopo averla accuratamente pulita e livigata fra due piastre di rame nichelato aventi le stesse dimensioni e la stessa sagoma della lastra. Alla due piastre di rame si applicherà una tensione dell'ordine di 2000 V oppure in taluni casi, una tensione superiore, e si porrà il tutto dentro ad un forno ad una temperatura di circa 140°, tenendo presente che la pressione esercitata dalle piastre sulla lastra di plexiglass non dovrà essere esagerata altrimenti quest'ultima, in relazione al calore, potrebbe subire una deformazione. Il trattamento deve durare circa tre ore dopo di che, sempre mantenendo la tensione di 2000 V applicata, si lascerà raffreddare fino a raggiungere la temperatura ambiente. Togliendo il plexiglass dalle armature tramite un elettroscopio si potrà constatare la presenza di un forte campo elettrico (ciò naturalmente dopo aver tolto tensione) la qualcosa confermerà che la lamina isolante si è tramutata ni un elettrete.

La comparsa dell'elettrete, ottenuto per la prima volta da Eguki, ha permesso fra l'altro un maggior sviluppo dei microfoni a condensatore i quali necessitavano, per il loro funzionamento, di una tensione continua molto elevata. Con la scoperta dell'elettrete il quale permette di ottenere tensione elevatissime, anche dell'ordine di centinaia di migliaia di volt, senza alcuna corrente, una modesta lamina di plexiglass polarizzata permette di raggiungere più agevolmente lo scopo. Gli ultrasuoni consentono di raggiungere una maggiore perfezione nella preparazione degli elettreti: infatti oltre ad abbreviare enormemente il tempo di formazione, consentono di ottenere una maggior uniformità della distribuzione del campo evitando, fra l'altro le inversioni di polarità, che si notano sovente nei punti limite.

(*P. Soati*)

Bibliografia sui calcolatori elettronici e sui stabilizzatori

0236 – *Sigg. S. Chiarugi – Fossano; C. De Pigliaro – Frosinone.*

Sui numeri 8 e 9 di *l'antenna*, annata 1958, è comparsa una interessante trattazione sulla tecnica costruttiva dei calcolatori elettronici, nella quale sono state esaminate, in modo molto ampio, la struttura logica, le nozioni prepedeutiche e l'impostazione logica del funzionamento automatico ed universale a minimo numero di organi.

Tale trattazione, veramente ottima, era dovuta al Dott. Ing. Silvano Ambrosio e al Dott. Ing. Giuseppe Reviglio.

Fra le altre pubblicazioni italiane posso segnalare *I calcolatori elettronici* del Vezzani, edito dalla editrice Vitali e Ghianda di Genova ed i manuali per applicazioni tecniche del calcolo, del *Consiglio Nazionale delle ricerche* Edizioni Cremonese, Roma. Numerose le pubblicazioni in lingua estera fra le quali segnaliamo:

Phisters - *Logical design of digital computers* edizione *J. Willey* e del quale recentemente è comparsa una nuova edizione. Wilke MV – *Automatic digital computers*, edizioni Methuen London. *Description of the Ferranti computers*. W. S. Elliot, E. Owen Maudsley, D. MacCracken – *Figital computers programming New York* 1957. R. Gibrat – *Le calcul des tuyauteires a haute temperature-exploitation par les calculatrices électroniques*. Dunaud, Parigi.

Altri articoli interessanti sono quelli del Dott. Ing. Piero Nucci relativo la *Calcolatrice analogica Minispace* comparso su questa rivista (giugno 1960, n. 6), l'articolo del *Dadda* sui circuiti per la registrazione e la lettura dei numeri binari in una memoria a tamburo magnetico su *Ricerca scientifica* del 1957.

Sugil stabilizzatori recentemente è uscito un libro del Pierazzuoli nel quale l'argomento è stato trattato contemporaneamente ai trasformatori. Manuali più completi esistono in altre lingue specialmente quella tedesca.

(*P. Soati*)

A proposito dei strumenti necessari per la radio-teleriparazione

0237 – *Sig. M. Cestini – Siena.*

Per quanto si riferisce al banco di controllo debbo precisarle che questo argomento è già stato preso in esame nel n. 11 di *l'antenna* di quest'anno, in questa stessa rubrica. Gli strumenti utili e indispensabili ad un ben attrezzato laboratorio di radio-teleriparazioni sono i seguenti:

1°) *Tester analizzatore*, da 5000 ohm/volt (tale sensibilità deve essere maggiore in mancanza di un voltmetro elettronico) adatto per misure delle tensioni continue e alternate da 1 Volt a 1500 V, delle correnti in cc e ca da 1 mA a 1000 mA: resistenze da 0 a 10 MΩ in almeno 3 portate, ed eventualmente controllo delle capacità da 500 pF a 10 μF. Misuratore di uscita.

2°) *Voltmetro elettronico*, di tipo universale per la misura delle tensioni continue ed alternate da 1 a 1500 V e con puntale per misure fino a 30.000 V in cc avente una impedenza di ingresso non inferiore a 11 MΩ.

3°) *Generatore-modulato*, in ampiezza, per l'allineamento dei ricevitori AM, adatto a coprire la gamma delle medie frequenze, delle onde medie e delle onde corte. Esistono dei tipi di generatori i quali sono modulati anche in frequenza e adatti a coprire la gamma delle emittenti e FM.

4°) *Provavalvole*, adatto ad effettuare il controllo statico e dinamico di tutti i tubi americani ed europei in commercio, naturalmente con prova di corto circuito e del vuoto.

5°) *Oscilloscopio*, di elevata sensibilità a larga banda, almeno da 5 Hz a 5 MHz e asse dei tempi da 15 Hz a 50 kHz, con possibilità di sincronismo esterno e a frequenza di rete. Esiste una ricca gamma di oscilloscopi, la cui scelta, naturalmente, dipende esclusivamente dalle possibilità finanziarie dell'acquirente. Ad ogni modo con cifre abbastanza modeste è possibile l'acquisto di un buon oscilloscopio.

6°) *Generatore Sweep-Marker*, adatto per tutti i canali italiani e possibilmente per il controllo delle UHF. Anche in tale campo non resta che la difficoltà di scelta.

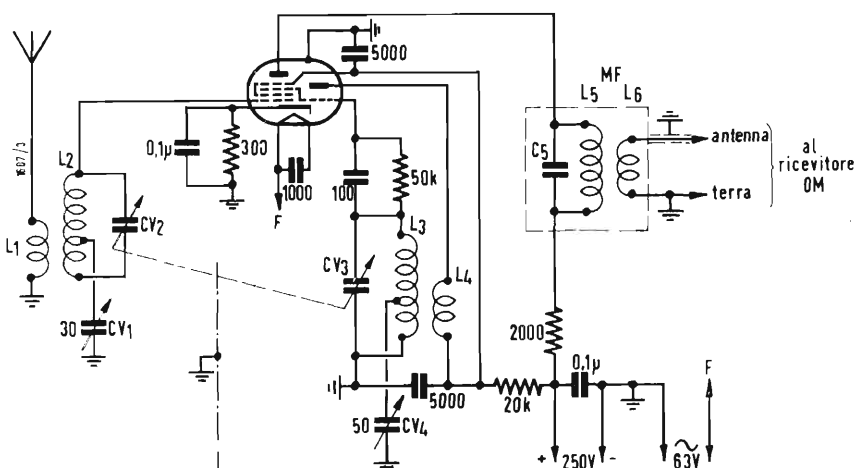
Un radioriparatore in possesso di tali strumenti non è cosa del tutto comune, eppure quanto abbiamo elencato rappresenta il minimo di attrezzatura della quale dovrebbe disporre chiunque desideri lavorare con serietà di intenti.

Successivamente il laboratorio potrà essere completato con una prova trasformatori EAT e prova gioghi di deflessione, con un generatore di barre, un prova transistori, il quale sovente è già abbinato al prova valvole, ed altri strumenti che l'esperienza acquisita ed il genere di lavoro al quale il richiedente si dedica, potranno suggerire. Per quanto si riferisce alla casa costruttrice il richiedente potrà rivolgersi alle ditte nostre inserzioniste, a mio nome. Le stesse non mancheranno di farle pervenire listini e cataloghi.

(*P. Soati*)

Convertitore per la ricezione delle bande radio-matori

0238 – *Sigg. A. Taverna - Milano; C. Giorgi – Bari.*

Mentre ci riserviamo di descrivere, nel prossimo numero, un convertitore molto più completo, in figura 1 riportiamo lo schema di un interessante convertitore a due valvole (la valvola raddrizzatrice, nello schema, è stata omessa) il quale permette la ricezione delle bande dei radio-amatori con un ricevitore

adatto per la ricezione nelle sole onde medie. La funzione di valvola oscillatore-mescolatore è affidata ad una 6K8, oppure ad una valvola 6E8, o altra avente caratteristiche similari. Il trasformatore di uscita MF è regolato sulla frequenza di 1500/1600 kHz ed è possibile trovarlo in commercio. Ad ogni modo, mentre L_5 è costituita da una bobina di accordo per onde medie, L_6 sarà costituita da 20 spire di filo da 4/10 una copertura seta, la quale a mezzo di un condensatore (C_5), del tipo trimmer da 50 pF, sarà accordata su una frequenza compresa fra 1500 o 1600 kHz, cioè al limite più alto delle frequenze di ricezione dei ricevitori ad onda media. I valori di tutti i componenti sono segnati direttamente sullo schema. I due variabili CV2 e CV3 sono del tipo a comando unico e mentre il primo avrà una capacità di 50 pF quella del secondo sarà di 100 pF. I due piccoli variabili CV_1 e CV_4 possono essere utilizzati sia per la messa a punto del comando, sia per ottenere l'allargamento di banda (band-spread). Ecco le caratteristiche delle bobine le quali dovranno avere un diametro di 30 mm.

Gamma 3,5 MHz: $L_1 = 8$ spire, $L_2 = 40$ spire, presa alla 13ª spira a partire dalla massa; $L_3 = 25$ spire con presa alla 16ª spira dalla massa; $L_4 = 6$ spire.
Gamma 7 MHz: $L_1 = 6$ spire; $L_2 = 28$ spire con presa alla 9ª spira; $L_3 = 16$ spire con presa alla 8ª spira; $L_4 = 4$ spire.
Gamma 14 MHz: $L_1 = 5$ spire; $L_2 = 15$ spire con presa alla 5ª spira; $L_3 = 9$ spire presa alla 3ª spira; $L_4 = 3$ spire.
Gamma 21 e 28 MHz: $L_1 = 4$ spire; $L_2 = 7$ spire con presa alla 2ª spira; $L_3 = 4$ spire con presa alla 1ª spira; $L_4 = 2$ spire.

Perciò per ogni banda occorrono due gruppi di avvolgimenti e cioè L_1 e L_2 con avvolgimenti distanti l'uno dall'altro 2 millimetri, e L_3 e L_4 con avvolgimento pure alla distanza di 2 millimetri.

(P. Soati)

A proposito del prova trasformatori EAT e giogo di deflessione Mod. 944K della EICO

0239 – *Lab. A. Grillo – Licata.*

Lo strumento della EICO MOD. 944K (distrib. Pasini & Rossi, Genova) si presta in modo particolare per controlli rapidi e precisi di tutti i trasformatori per EAT, per i gioghi di deflessione ed anche per le induttanze che non presentino una induttanza troppo bassa. Si tratta di uno strumento molto utile al tecnico, dato che permette di individuare anche il corto circuito di una sola spira, e che dispone di una calibrazione separata per trasformatori EAT a nucleo di ferro o ad aria. Il principio di funzionamento è del tutto simile a quello del grid-dip.

Le due scale superiori dello strumento segnate Good e Bad, e definite come xfmr short test e Yoke short test, debbono essere usate per individuare eventuali corto circuiti sia dei flyback che dei gioghi di deflessione. La scala inferiore Good-Bad definita come Continuity test dovrà essere usata per il controllo della continuità. Il punto di calibrazione Air core-Cont. cal. sarà usato sia per la prova del corto circuito che per la continuità dei flyback in aria e per i gioghi, mentre il punto Iron-core-cal. è destinato al controllo dei flyback a nucleo di ferro.

Inoltre la scala di riferimento 0-100 deve essere utilizzata per comparare due trasformatori o gioghi identici per uno dei quali si sia certi delle sue ottime condizioni di funzionamento mentre si ignorino quelle dell'altro. Si tratta di una prova determinante in quei casi in cui, durante la misura di un trasformatore EAT o di un giogo, l'indice rimanga in una posizione intermedia tra Good e Bad.

Perciò, riferendoci alla sua richiesta, riteniamo che uno simile strumento sia senz'altro della massima utilità per un moderno laboratorio di tele-riparazioni, perchè fra l'altro permetterà di evitare inutili perdite di tempo nella ricerca di eventuali anomalie nel circuito della EAT e non solo a questo circuito dato che il suo uso può essere esteso, dopo una certa pratica, al controllo di altri circuiti.

(P. Soati)

A proposito di un radiotelefono a transistori

0240 – *Sig. F. Grassello – Licata.*

Nella descrizione dell'emarginato radiotelefono descritto in questa rubrica nel numero del settembre 1960, come avrà potuto rilevare sono sfuggiti alcuni errori relativi i dati dei vari componenti, la qualcosa è stata la causa dei dubbi da lei espressi. Colgo l'occasione per dare nuovamente tutti i dati aggiornati e corretti, completando quei mancanti.

$R_1 = 430\,\Omega$, 5%; $R_2 = 18000\,\Omega$; $R_3 = 2200\,\Omega$; $R_4 = 470\,\Omega$; $R_5 = 18000\,\Omega$; $R_6 = 2200\,\Omega$; $R_7 = 220000\,\Omega$; $R_8 = 1000\,\Omega$; $R_9 = 10\,\Omega$; $R_{10} = 33\,\Omega$; $R_{11} = 20000\,\Omega$ potenziometro; $R_{12} = 15000\,\Omega$; $R_{13} = 2200\,\Omega$; $R_{14} = 1000\,\Omega$; $R_{15} = 8200\,\Omega$; $R_{16} = 1200\,\Omega$; $R_{17} = 100\,\Omega$; $R_{18} = 220\,\Omega$.
$C_1 = 500$ pF; $C_2 =$ 3-30 pF; $C_3 = 0{,}01\,\mu F$; $C_4 = 0{,}01\,\mu F$; $C_5 = 0{,}01\,\mu F$; $C_6 = 0{,}01\,\mu F$; $C_7 =$ 3-30 pF; $C_8 = 0{,}01\,\mu F$; $C_9 = 0{,}01\,\mu F$; $C_{10} = 0{,}001\,\mu F$; $C_{11} = 500$ pF; $C_{12} =$ 3-30 pF; $C_{13} = 4{,}7$ pF; $C_{14} = 40\,\mu F$, 3 V; $C_{15} = 0{,}01\,\mu F$ $C_{16} = 100\,\mu F$, 3 V; $C_{17} = 100\,\mu F$, 3 V; $C_{18} = 0{,}005\,\mu F$; $C_{19} = C_{20} = 100\,\mu F$, 3 V; $C_{21} = 0{,}005\,\mu F$; $C_{22} = 100\,\mu F$,15 V.
Tensione di alimentazione 10 V.

Naturalmente i transistori usati possono essere sostituiti con altri di produzione europea aventi caratteristiche similari. Ad ogni modo nel prossimo numero pubblicherò lo schema di un altro radiotelefono a transistori di tipo europeo.

(P. Soati)

Emissioni frequenze standard. Orari e frequenze. Ricevitori per la ricezione.

0241 – *Sig. F. Cattaneo – Lomello.*

L'argomento è stato ampiamente trattato nel libro Le radiocomunicazioni edito dalla Casa editrice il rostro. Ad ogni modo le confermo che esistono delle emissioni di frequenze campioni ad altissima stabilità controllate con oscillatori a quarzo, e talvolta da oscillatori atomici usufruenti del cesio. Unitamente a tale frequenza sono emesse delle note di bassa frequenza, anch'esse molto stabili e adatte per la taratura di strumenti musicali, apparecchiature di BF ecc. Ecco l'elenco delle emissioni.

WWW (*Stati Uniti*). Effettua emissioni continue nelle 24 ore sulle frequenze di 2500, 5000, 10000, 15000, 20000, 25000 kHz. Ogni ora l'emissione subisce una pausa fra i 45' ed i 49'30".

L'emissione inizia a 00' con nota a 600 Hz che dura 03', quindi seguono due primi di silenzio, ai quali, per tre minuti fa seguito la nota a 440 Hz. Dopo due minuti di silenzio segue la nota a 600 Hz e così via. La successione delle due note avviene perciò nel seguente ordine:
600 Hz: 00', 10', 20', 30', 40', 50' di ogni ora.
440 Hz: 05', 15', 25', 35', 55' (al 45' non vi è emissione). Ogni cinque minuti, a partire dal 40° secondo (04'40", 09'40" ecc.), vengono irradiati in fonia il nominativo ed in telegrafia il nominativo ed il tempo GMT nel momento in cui avrà inizio la nota successiva a 600 Hz (cioè a 00'00"). Per tutta la durata dell'emissione, e durante l'intervallo, vengono irradiati degli impulsi distanti un secondo l'uno dall'altro.
Ogni ora ai 19'29" fino ai 19'40" ed ai 49'29" fino ai 49'40" sono trasmesse in telegrafia le condizioni di propagazione secondo questo codice: $N =$ propagazione normale, $U =$ propagazione instabile, $W =$ propagazione pessima. $1 =$ pessima, $2 =$ molto cattiva, $3 =$ cattiva, $4 =$ cattiva/discreta, $5 =$ discreta, $6 =$ discreta/buona, $7 =$ buona, $8 =$ molto buona, $9 =$ eccellente. $U5$ ad esempio, significa propagazione instabile con tendenza al miglioramento.

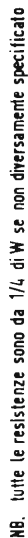
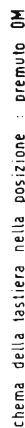
WWVH (*Isole Ha ai*). Emettono su 5000, 10000, 15000 kHz con le stesse modalità di wwv. L'annuncio viene trasmesso ogni 5' fra il 15" ed il 22". La precisione della portante di queste due emissioni è dell'ordine di una parte su 10^{10}.

OMA (*Cecoslovacchia*). Emette su 2500 kHz nel seguente modo: 00'-01' nominativo, 01'-05' nota 1000 Hz, 05'-15' impulsi, 15'-16' nominativo, 16'-20' 1000 Hz, 20'-30' impulsi 30'-31' nominativo, 31'-35' 1000 Hz, 35'-40' impulsi, 40'-45' portante, 45'-46' nominativo, 46'-50' 1000 Hz, 50'-60' impulsi.

HBN (*Svizzera*). Emette su 2500 e 5000 kHz alternando il nominativo, con la sola portante, una nota a 500 Hz e gli impulsi.

IBF (*Italia*). Emette su 5000 kHz dalle ore 0800 alle 0830 e dalle 1200 alla 1230, escluso la domenica. 00'-05' impulsi, 05'-10' nota 440 Hz, 10'-15' impulsi, 15'-20' nota 1000Hz, 20'-25' impulsi, 25'-30' nota 400 Hz. L'annuncio viene effettuato ai 00'. Altre emissioni standard sono irradiate nell'URSS, in Argentina, in Giappone, nella Nuova Zelanda, ecc.

Per la ricezione di tali frequenze generalmente si usano dei ricevitori professionali aventi una notevole sensibilità, dato che la potenza di emissione non è rilevante. Ad ogni modo con ricevitori non troppo costosi si possono ottenere risultati favorevoli in relazione naturalmente alle condizioni di propagazione le quali peraltro permettono quasi sempre la ricezione di una delle tante frequenze a disposizione. Molto importante è l'uso di una buona antenna perfettamente accordata.
Potrebbe costruire un ricevitore atto a ricevere esclusivamente le frequenze in questione, ma per svariate ragioni ritengo che ciò non sia consigliabile; potrebbe risolvere più facilmente il problema procurandosi uno dei tanti ricevitori del surplus, alcuni dei quali veramente ottimi, sono rintracciabili anche in Italia, seppure in misura minore che non in altri paesi viciniori. Con un tale ricevitore è sufficiente usare l'accorgimento di eseguire la taratura, anzichè secondo la solita prassi, in modo da ottenere il massimo rendimento in corrispondenza delle frequenze usate dalle suddette emittenti. Ottimo l'uso di un buon convertitore il quale oltre a permettere di valersi di bobine intercambiabili, consente di ottenere un rendimento molto elevato se queste sono realizzate in modo tale da ricevere una gamma di frequenze molto ristretta. Resto a sua disposizione per altri chiarimenti sull'argomento.

(P. Soati)

Schema elettrico del ricevitore auto, Autovox, mod. RA 102

Schema elettrico del radioricevitore AM - FM, Philips, mod. Colette

Autorizz. Trib. Milano 9-9-48 N. 464 del Registro - Dir. Resp. LEONARDO BRAMANTI - Proprieta Ed. IL ROSTRO
CONCESSIONARIA PER DISTRIBUZIONE IN ITALIA S.T.E. - Via Conservatorio, 24 - MILANO - Tip. Edizioni Tecniche - Via Baldo degli Ubaldi, 6

TELEVOX - Milano
Via Iglesias, 12 - Tel. 2.572.389
Trasformatori per Radio-TV Hi-Fi ecc.

TRASFORMATORI TORNAGHI
Milano
Via Montevideo, 8 - Tel. 845.903

NATIONAL - Ing. CONSOLARO ▪ Milano
Via Prestinari, 1 - Tel. 370.544

PHILIPS ▪ Milano
Piazza IV Novembre, 3 - Tel. 69.94

SAREA ▪ Milano
Via S. Rosa, 14 - Tel. 390.903

Giradischi - amplificatori altoparlanti e microfoni

AUDIO - Torino
Via Goffredo Casalis, 41 - Tel. 761.133
Amplificatori Marantz, Acoustic Research

GARIS ▪ Milano
Via Tito Livio, 15 - Tel. 553.909
Giradischi - Fonovalige

ITALVIDEO ▪ Corsico (Milano)
Via Cavour, 38 - Tel. 83.91.418
Giradischi, amplificatori

LESA ▪ Milano
Via Bergamo, 21 - Tel. 554.342
Giradischi, altoparlanti, amplificatori

MAGNETI MARELLI ▪ Milano
Organizz. Gen. Vendita: Soc. SERT
Via Gaffurio, 4 - Milano
Tel. 220.300 - 278.110
Microfoni - Amplificatori - Altoparlanti

PHILIPS ▪ Milano
Piazza IV Novembre, 6 - Tel. 69.94
Giradischi

PRODEL ▪ Milano
Via Monfalcone, 12 - T. 283.651 - 283.770
Amplificatori

SIEMENS - ELETTRA S.p.A. - Milano
Via F. Filzi, 29 - Tel. 69.92

Potenziometri

GELOSO ▪ Milano
Viale Brenta, 29 - Tel. 563.183

LESA ▪ Milano
Via Bergamo, 21 - Tel. 554.342

LIAR ▪ Milano
Via B. Verro, 8 - Tel. 84.93.816

MIAL ▪ Milano
Via Fortezza, 11 - Tel. 25.71.631/2/3/4
Potenziometri a grafite

PHILIPS ▪ Milano
Piazza IV Novembre, 3 - Tel. 69.94

Antenne

AUTOVOX ▪ Roma
Via Salaria, 981 - Tel. 837.091

IARE ▪ Torino
Tel. 690.377
Uff.: Corso Moncalieri, 223
Officina: Strada del Salino, 2
Antenne, amplificatori, accessori TV

I.O.M.M.S.A. S.p.A. - Milano
Brevetti « TELEPOWER »
P.zza S. Maria Beltrade, 1 - T. 898.750

NAPOLI ▪ Milano
Viale Umbria, 80 - Tel. 573.049

OFFICINE ELETTROMECCANICHE ▪ LUGO (Ravenna)
BREVETTI « UNICH »
Uff. Gen. Vendita: Milano - Via Gaffurio, 4
Tel. 222.300 - 278.110

SIEMENS - ELETTRA S.p.A. - Milano
Via F. Filzi, 29 - Tel. 69.92

Condensatori

DUCATI - ELETTROTECNICA S.p.a. ▪ Bologna
Tel. 491.701 - Casella Postale 588

GELOSO ▪ Milano
Viale Brenta, 29 - Tel. 563.183

MIAL ▪ Milano
Via Fortezza, 11 - Tel. 25.71.631/2/3/4
Condensatori a mica, ceramici e in polistirolo

MICROFARAD ▪ Milano
Via Derganino, 18/20 - Tel. 37.52.17 - 37.01.14

PHILIPS ▪ Milano
Piazza IV Novembre, 3 - Tel. 69.94

ROCONI Faè di Longarone (Belluno)
Tel. 14 - Longarone

SIEMENS - ELETTRA S.p.A. - Milano
Via F. Filzi, 29 - Tel. 69.92

Stabilizzatori di tensione

CITE di O. CIMAROSTI ▪ S. Margh. Ligure
Via Dogali, 50

GELOSO ▪ Milano
Viale Brenta, 29 - Tel. 563.183

LARE ▪ Milano
Via Marazzani, 8 - Tel. 240.469
Laboratorio avvolgimenti radio elettrici

KURTIS ▪ **Milano**
V.le Rim. di Lambrate, 7 - T. 293.529/315

TELEVOX - Milano
Via Iglesias, 12 - Tel. 2.572.389
Stabilizzatori di tensione da 10 W a 500 W

STARET ▪ **Milano**
di Ing. E. PONTREMOLI & C.
Via Cola di Rienzo, 35 - Tel. 425.757

Rappresentanze estere

AUDIO - Torino
Via Goffredo Casalis, 41 - Tel. 761.133
Audio Devices, nastri magnetici, dischi vergini, Scully, macchine per incidere dischi

CIFTE
Via Beatrice d'Este, 35 - Tel. 540.806 - **Milano**
Via Provana, 7 - Tel. 82.366 - **Torino**
Cinescopi, transistori, valvole

ELECTRONIA ▪ **Bolzano**
Via Portici, 2
Televisori, Radio, Radiogrammofoni

EXHIBO ITALIANA ▪ **Milano**
Via General Fara 39 - Tel. 667068 - 667832
AVO - N.S.F. - Sennheiser - Neuberger, ecc.

GALLETTI R. ▪ **Milano**
Corso Italia, 35 - Tel. 84.80.580
Soluzioni acriliche per TV

Ing. S. e Dr. GUIDO BELOTTI ▪ **Milano**
Piazza Trento, 8 - Tel. 542.051/2/3
Strumenti di misura
Agenti per l'Italia delle Ditte: Weston - General Radio - Sangano Electric - Evershed Co. - Vignoles - Tinsley Co.

IMEXTRA - Milano
Via Ugo Bassi, 18 - Tel. 600.253
« Synflex » - Fili smaltati capillari (dal 0,015 a 2 mm) di perfetta uniformità, anche ricoperti con seta, LITZ; Fili saldabili e fili autocementanti.
« Hawe » - COSTANTANA e NI-CR in fili e piattine, lucidi o smaltati o ricoperti in seta.

PASINI e ROSSI
Via SS. Giacomo e Filippo, 31 r - Telefono 83.465 - **Genova**
Via Recanati, 4 - Tel. 278.855 - **Milano**
Altoparlanti, strumenti di misura

SILVESTAR ▪ **Milano**
Via Visconti di Modrone, 21 - Tel. 792.791
Rapp. RCA

SIPREL ▪ **Milano**
Via F.lli Gabba, - Tel. 861.096/7
Complessi cambiadischi Garraro, valigie grammofoniche Supravox

VIANELLO ▪ **Milano**
Via L. Anelli, 13 - Tel. 553.081
Agente esclusivo per l'Italia della Hewlett-Packard co.
Strumenti di misura, ecc.

Strumenti di misura

BELOTTI ▪ **Milano**
Piazza Trento, 8 - Tel. 542.051-2-3

I.C.E. ▪ **Milano** - Via Rutilia, 19/18 - Telefono 531.554/5/6

INDEX ▪ **Sesto S. Giovanni**
Via Boccaccio, 145 - Tel. 24.76.543
Ind. Costr. Strumenti Elettrici

PHILIPS ▪ **Milano**
Piazza IV Novembre, 3 - Tel. 69.94

SIAE ▪ **Milano**
Via Natale Battaglia, 12 - Tel. 287.145

SIEMENS - ELETTRA S.p.A. - Milano
Via F. Filzi, 29 - Tel. 69.92

TES ▪ **Milano**
Via Moscova, 40-7 - Tel. 667.326

UNA ▪ **Milano**
Via Cola di Rienzo, 53 a - Tel. 474.060

VORAX-RADIO ▪ **Milano**
Viale Piave, 14 - Tel. 793.505

Accessori e parti staccate per radio e TV

ASTARS RADIO di Enzo Nicola - Torino
Via Barbaroux, 9
Tel. 519.974 - 519.507
Parti staccate, valvole, tubi, pezzi di ricambio TV, transistors

BALLOR rag. ETTORE ▪ **Torino** - Via Saluzzo, 11 - Telef. 651.148 - 60.038
Parti staccate, valvole, tubi, scatole montaggio TV

ENERGO ▪ **Milano**
Via Carnia, 30 - Tel. 287.166
Filo autosaldante

FANELLI ▪ **Milano**
Via Mecenate, 84-9 - Tel. 710.012
Fili isolati in seta

FAREF ▪ **Milano**
Via Volta, 9 - Tel. 666.056

GALBIATI ▪ **Milano**
Via Lazzaretto, 17 - Tel. 652.097 - 664.147

GALLETTI ▪ **Milano**
Corso Italia, 35 - Tel. 84.80.580

ISOLA ▪ **Milano** - Via Palestro, 4 - Telefono 795.551/4
Lastre isolanti per circuiti stampati

LESA ▪ **Milano**
Via Bergamo, 21 - Tel. 554.342

LIAR ▪ **Milano**
Via Bernardino Verro, 8 - Tel. 84.93.816
Prese, spine speciali, zoccoli per tubi 110

MARCUCCI ▪ **Milano**
Via F.lli Bronzetti, 37 - Tel. 733.774

MELCHIONI ▪ **Milano**
Via Friuli, 16 - Tel. 585.893

MOLINARI ALESSANDRO ▪ Milano
Via Catalani, 75 - Tel. 24.01.80
Fusibili per radiotelevisione

PHILIPS ▪ Milano
Piazza IV Novembre, 3 - Tel. 69.94

RADIO ARGENTINA ▪ Roma
Via Torre Argentina, 47 - Tel. 565.989

RES ▪ Milano
Via Magellano, 6 - Tel. 696.894
Nuclei ferromagnetici

SIEMENS - ELETTRA S.p.A. - Milano
Via F. Filzi, 29 - Tel. 69.92

SINTOLVOX s.r.l. ▪ Milano
Via Privata Asti, 12 - Tel. 462.237
Apparecchi radio televisivi, parti staccate

SUVAL ▪ Milano
Via Pezza, 47 - Tel. 487.727
Fabbrica di supporti per valvole radiofoniche

TERZAGO TRANCIATURE s.p.a. ▪ Milano
Via Cufra, 23 - Tel. 606.020
Lamelle per trasformatori per qualsiasi potenza e tipo

VORAX RADIO ▪ Milano
Viale Piave, 14 - Tel. 793.505

Radio Televisione Radiogrammofoni

AUTOVOX ▪ Roma
Via Salaria, 981 - Tel. 837.091
Televisori, Radio, Autoradio

DU MONT - Milano
Via Montebello, 27 - Tel. 652646/7/8
Televisori

GELOSO ▪ Milano
Viale Brenta, 29 - Tel. 563.183
Televisori, Radio, Radiogrammofoni

IMCARADIO ▪ Milano
Corso Venezia, 36 - Tel. 701.423
Televisori, Radio, Radiogrammofoni

INCAR ▪ Vercelli
Via Palazzo di Città, 5
Televisori, Radio

ITALVIDEO ▪ Corsico (Milano)
Via Cavour, 38 - Tel. 83.91.418
Televisori

ITELECTRA ▪ Milano
Via Teodosio, 96 - Tel. 287.028
Televisori, Radio

LA SINFONICA ▪ Milano
Via S. Lucia, 2 - Tel. 84.82.020
Televisori, Radio

NOVA ▪ Milano
Piazza Princ. Clotilde, 2 - Tel. 664.938
Televisori, Radio

PHILIPS ▪ Milano
Piazza IV Novembre, 6 - Tel. 69.94
Televisori, Radio, Radiogrammofoni

PRANDONI DARIO ▪ Treviglio
Via Monte Grappa, 14 - Tel. 30.66/67
Produttrice degli apparecchi Radio TV serie Trans Continents Radio e Nuclear Radio Corporation

PRODEL ▪ Milano
Via Monfalcone, 12
Tel. 283.651 - 283.770

RAYMOND ▪ Milano
Via R. Franchetti, 4 - Tel. 635.255
Televisori, Radio

SIEMENS - ELETTRA S.p.A. - Milano
Via F. Filzi, 29 - Tel. 69.92
Televisori, Radio e Radiogrammofoni

SINUDYNE - S.E.I. ▪ Ozzano Em. (Bologna)
Tel. 891.101
Televisori, Radio, Radiogrammofoni

TELEFUNKEN ▪ Milano
P.zza Bacone, 3 - Tel. 278.556
Televisori, Radio, Radiogrammofoni

TELEVIDEON ▪ Milano
Viale Zara, 13 - Tel. 680.442
Televisori, Radio e Radiogrammofoni

UNDA RADIO ▪ Milano
Via Mercalli, 9 - Tel. 543.241
Televisori, Radio, Radiogrammofoni

VAR RADIO ▪ Milano
Via Solari, 2 - Tel. 483.935
Radio, Radiogrammofoni

VEGA RADIO TELEVISIONE ▪ Milano
Via Pordenone 8 - Tel. 23.60.241/2/3/4/5
Televisori, Radio, Radiogrammofoni

WATT RADIO ▪ Torino
Via Le Chiuse, 61
Televisori, Radio, Radiogrammofoni

Resistenze

CANDIANI Ing. E ▪ Bergamo
Via S. Tomaso, 29 - Tel. 49.783

ELETTRONICA METAL-LUX ▪ Milano
Viale Sarca, 94 - Tel. 64.24.128

S.E.C.I. ▪ Milano
Via G. B. Grassi, 97 - Tel. 367.190

Gettoniere

NATIONAL - Ing. CONSOLARO ▪ Milano
Via Prestinari, 1 - Tel. 370.544

Pubblichiamo dietro richiesta di molti dei nostri Lettori questa rubrica di indirizzi inerenti alle ditte di Componenti, Strumenti e Apparecchi Radio e TV.

Le Ditte che volessero includere il loro nominativo possono farne richiesta alla « Editrice Il Rostro » - Via Senato, 28 - Milano, che darà tutti i chiarimenti necessari.

hallicrafters

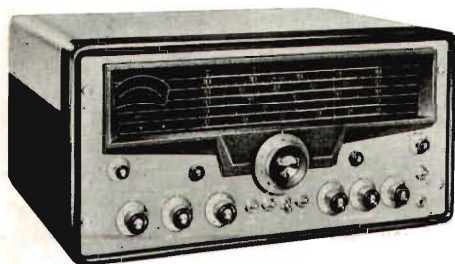
HT-37

Il modello HT-37 è un nuovo trasmettitore che accomuna la resa ed i pregi del modello HT-32A ad un prezzo sensibilmente economico, alla portata di ogni radioamatore.

CARATTERISTICHE: Potenza « input » di 144 Watt (P.E.P. doppio tono). Cinque uscite nelle bande di 80, 40, 20, 15, 10 metri. Tutti i sistemi di trasmissione (CW, AM, SBB). Soppressione di portante inferiore a 50 dB. Distorsione inferiore a 30 dB. Entrambe le bande laterali sono trasmesse in AM. V.F.O. preciso. Sistema di controllo della sovramodulazione. Ottima manipolazione CW.

COMANDI: Accensione, lavoro, « stand-by ». Mox. Cal. Vox. Livello B.F. Livello R.F. Sintonia finale 80, 40, 20, 15, 10 metri. Tipo di emissione. Banda laterale superiore o inferiore, DSB, CW. Accordo di eccitazione. Livello di taratura, campo di misura, bilanciamento della portante. Selettore di banda, 80, 40, 20, 15, 10 metri. Alta stabilità, V.F.O. Innesto per microfono. Presa a jack per il tasto.

TUBI ELETTRONICI: 15 più 1 regolatore di tensione e 2 rettificatrici: 5-12AT7, 2-12AX7, 2-6AH6, 6CB6, 12BY7, 6AL5, 5R4GY, 5V4G, OA2 e 2-6146 amplificatori della potenza d'uscita a RF.

TELAIO POSTERIORE: Bocchettone per antenna coassiale. Fusibile di rete. Bocchettone di controllo. Cavo per alimentazione in CA.
Dimensioni: cm. 27 x 58 x 45. Peso con imballo: kg. 41 circa.

SX-101A

Il nuovo SX-101A è l'ultima edizione del modello SX-101 ed è stato posto in commercio recentemente; esso si avvale delle più moderne applicazioni di circuiti elettronici e raggiunge livelli eccezionali di sicurezza e di durata.

CARATTERISTICHE: Ricezione di 5 bande: 80, 40, 20 15, 10 metri, oltre ad un convertitore di banda tarato da 2 a 6 metri. Ampio quadrante di lettura a scorrimento laterale. Illuminazione della sola scala corrispondente alla banda commutata. Misuratore di « S » a doppia scala. Speciale posizione su 10 MHz per segnali WWV. Doppia conversione. Selezione della banda superiore ed inferiore. Oscillatori di seconda conversione stabilizzati con cristallo di quarzo. Filtro a « T ». Collegamento diretto del comando di sintonia con i condensatori di accordo, di massima garanzia. Demoltiplicazione di sintonia 40 : 1. Indicatore di precisione a cristallo incorporato 100 kilohertz. Cinque diverse posizioni di selettività da 500 a 5.000 Hz. Precisa compensazione della temperatura e riscaldatore Hallicrafters per la deriva della temperatura. Rivelatori separati per ricezioni AM e SSB/CW. Attenuazione dei rumori con circuito ridimensionato.

SENSIBILITA': 1 microvolt o meno per 10 dB di rapporto segnale disturbo su tutte le bande. Impedenza d'antenna di 52 Ohm.

COMANDI: Sintonia con quadrante graduato da 0-100. Indicatore di sintonia, trimmer d'antenna, filtro di banda, guadagno RF, selettore di banda, guadagno di BF, di selettività, BFO, SSB/CW, banda superiore ed inferiore, filtro AM; inserzione e disinserzione C.A.V.; regolazione della costante di tempo del C.A.V.; inserzione e disinserzione del limitatore automatico dei disturbi; calibratore, commutatore ricezione « Stand-by ».

TUBI ELETTRONICI: 13 più 1 rettificatore e regolatore di tensione: 6DC6, 6BY6, 12BY7A, 6BA6, 12AT7, 6BA6, 6DC6, 6BJ7, 6BY6, 6SC7, 6K6, 6BA6, 6AU6, OA2 regolatore, 5Y3 rettificatore.

DIMENSIONI: cm. 60 x 30 x 48 circa. Dimensioni del pannello 24 x 57 cm. circa. Peso con imballo: kg. 35 circa.

◄ **R-48**

R-47 ►

L'altoparlante R-47 da 4 pollici è stato realizzato principalmente per gli apparecchi Hallicrafters e per altri tipi di ricevitori che abbiano un'uscita da 3,2 ohm. La sua resa è studiata principalmente per la ricezione del parlato e CW, poichè presenta una risposta di frequenza lineare su di una gamma di frequenza da 300 a 2850 Hz, con una rapida diminuzione di resa sopra e sotto i punti di separazione. La bobina mobile del modello R-47 ha un'impedenza di 3,2 ohm.
Mobile in metallo grigio e nero. Dimensioni: cm. 15 x 14,5 x 10. Peso con imballo: kg. 1,3 circa.

L'altoparlante R-48 assomma gli ultimi ritrovati tecnici con l'applicazione del nuovo complesso ellittico da 5½ x 7½". Il magnete in Alnico V da 100 g presenta un flusso di saturazione nel traferro che determina un ottimo smorzamento ed elimina i picchi della bobina mobile il che si traduce in una riproduzione senza distorsioni. Un interruttore di fedeltà, posto sul retro della custodia, permette di selezionare risposte ad alta fedeltà nell'ascolto della musica, oppure risposte adeguate alla voce nella ricezione del parlato. Viene impiegato con gli apparecchi Hallicrafters SX-101A, SX-100, SX-110, SX-62A, oppure con altri tipi di ricevitori aventi un'impedenza d'uscita di 3,2 ohm.
Mobile in metallo grigio con finiture argentate. Dimensioni: cm. 19 x 39 x 25. Peso con imballo: kg. 5 circa.

LARIR *Rappresentanti generali per l'Italia*

s. r. l. - MILANO - PIAZZA 5 GIORNATE 1 - TELEFONI 79 57 62/3

Agente per il LAZIO - UMBRIA - ABRUZZI: **Soc. FILC RADIO** - ROMA - Piazza Dante 10 - Tel. 736771

TELEVISORE AUTOVOX

Mod. 21M61

Schema elettrico del ricevitore TV - AUTOVOX, mod. 21M61